



Méthodes de traitement numérique du signal pour l'annulation d'auto-interférences dans un terminal mobile

Robin Gerzaguet

► To cite this version:

Robin Gerzaguet. Méthodes de traitement numérique du signal pour l'annulation d'auto-interférences dans un terminal mobile. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT014 . tel-01158097v2

HAL Id: tel-01158097

<https://theses.hal.science/tel-01158097v2>

Submitted on 3 Jul 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Signal, Image, Parole, Télécoms (SIPT)**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Robin GERZAGUET

Thèse dirigée par **Jean-Marc Brossier** et
coencadrée par **Laurent ROS** et **Fabrice BELVEZE**

préparée au sein du
**laboratoire Grenoble Images Parole Signal Automatique
(GIPSA-lab)** et de **ST-Microelectronics**
dans l'école doctorale d'électronique, électrotechnique,
automatique et traitement du signal (**EEATS**)

Méthodes de Traitement Numérique du Signal pour la Réduction d'Auto-Interférences dans un Terminal Mobile

Thèse soutenue publiquement le **Jeudi 26 Mars 2015**,
devant le jury composé de :

Daniel ROVIRAS

Professeur CNAM, Examineur, Président du jury

Myriam ARIAUDO

Maître de conférence HDR Ensea, Rapporteur

Yves LOÜET

Professeur Supelec Rennes, Rapporteur

Olivier ISSON

Docteur MStar semiconductor, Invité

Jean-Marc BROSSIER

Professeur INPG, Directeur de thèse

Laurent ROS

Maître de conférence INPG, Encadrant de thèse

Fabrice BELVEZE

Ingénieur ST-Microelectronics, Encadrant de thèse



Remerciements

La thèse est une entreprise de longue haleine, et s'il en résulte un manuscrit souvent peu lu ; la démarche, comme les résultats, ne peuvent se faire sans l'aide et le soutien précieux de multiples acteurs. Avant de faire place nette aux interférences et aux systèmes obscurs dédiés aux systèmes de communications, vient donc le temps des remerciements.

Tout d'abord merci aux membres de mon jury de thèse, le président Daniel Roviras, les rapporteurs Myriam Ariaudo et Yves Loüet, et à Olivier Isson de m'avoir fait le plaisir et l'honneur d'évaluer mes travaux de thèse. Un grand merci pour leurs analyses et leurs retours constructifs.

La situation applicative de la thèse a quelque peu été mouvementée. Changeant d'abord d'entreprise suite à la fin de ST-Ericsson, puis d'équipe, et enfin de projet (en plus des 4 déménagements en 3 ans qui m'ont permis une connaissance tout à fait exhaustive des différents étages du bâtiment A de ST-Microelectronics), garder le cap sur le flot mouvementé aux vents parfois contraires de l'industrie cellulaire n'a pas été chose aisée, et Fabrice, tu as su maintenir le gouvernail d'une main de maître en plus d'être un encadrant aux précieux conseils et un supérieur que tout employé rêve d'avoir. Un immense merci également à Jean-Marc d'avoir toujours su prendre le temps de relire mes travaux et de m'avoir prodigué ces précieux conseils et remarques aux cours de multiples discussions. Et merci Laurent, pour à peu près tout ce qui est possible. De m'avoir fait comprendre l'intérêt du doctorat, d'avoir été toujours d'une disponibilité sans failles, pour l'ensemble des discussions et des tableaux remplis, des relectures multiples, et pour ta chaleur et ta bienveillance qui ont fait passer ces trois années dans un climat ensoleillé, climat rare dans une thèse mais plus qu'appréciable.

Grand merci également à mes collègues de ST-Ericsson d'abord puis de ST-Microelectronics ensuite. De l'équipe initiale, Gabriel, Maryvonne, Anne-Lise, à celle de la RFBU à ST-Ericsson, Pascal, Jean-Pierre, Sandrine, Philippe, David, puis celle de ST-Microelectronics sur Docsis avec Jean-Pierre, Pierre-Albert, Thierry, Jean-Yves, Jean-Nöel, Marc sans oublier Aymeric et Stéphane de la validation. Puisse la situation de l'entreprise s'améliorer !

Un travail de thèse qui n'a pas été si solitaire que cela ! Grand merci à Pascal , Yohann et Florian pour les travaux communs. Les DCs n'ont jamais été aussi bien compensés, et l'OFDM en temps réel se porte bien, grâce à vous !

Merci à toute la clique du Gipsa pour les discussions plus ou moins professionnelles et les parties de jeux qui le sont tout autant. Aux « anciens » Cyrille, Flore, Gaeline,

Jonathan, Matthieu, Vincent (et Elodie!), Wei et aux « jeunes » qui le sont de moins en moins Arnaud, Céline, Cindy, re-Pascal, Raphael, Quentin ; pour les coinches, les activités diverses, le coup de main au pot de thèse, et les sorties du Gipsa-doc. Une attention toute particulière pour Rodrigo dont l'expertise est -à très juste titre- mondialement reconnue dans le Gipsa-Lab pour les discussions toujours extrêmement intéressantes sur bon nombre de sujets. Merci à Tim pour l'ensemble des discussions sur l'intérêt du logiciel libre en général, de git et de Vim en particulier, et Raphael pour le webmastering et la surcharge calorifique associée aux nombreuses simulations lancées. Remerciement également tout particulier à Damien d'avoir mis en place la plateforme de radio-logicielle, qui s'est révélée d'un grand secours et un très bel outil insoupçonné. Merci également aux permanents du Gipsa-Lab qui font vivre la recherche, et en particulier aux membres de l'équipe CICS qui ont bien voulu de temps en temps entendre parler du formidable mais méconnu monde des communications numériques et en particulier à Cyrille, Olivier et à tous les membres de l'équipe qui ont su apporter un regard extérieur très profitable sur mon sujet de recherche.

Si on remonte encore dans le temps, merci aux « vieux de la vieille ». Matthieu, moi preums, que tu suives le plus vite possible, Aurelia, Océane, Mathieu que la distance n'a pas suffi à éloigner. Et bien sur au triumvira. En augmentation exponentielle puisque 6, mais promis Beghinou, Sunny, Valentin, j'arrive. Toutoune, merci du soutien, l'épisode III est donc bouclé, doublons nos efforts et soyons exotiques.

Enfin, surtout, incommensurable merci à mes parents, à Camille et à Cyril dont l'incompréhension totale de mon sujet de recherche est proportionnelle à la fierté qu'ils éprouvent. La constance de leur soutien et leur bienveillance ont été un moteur depuis bien des années, malgré l'absence notable de composantes historiques et latines dans mes travaux. Un grand merci également à la belle-famille.

Et bien sur, sans qui rien de cela n'aurait été possible, grand merci à celle qui se reconnaîtra. Grand n'est certes pas adapté, mais c'est la seule métrique aisément appréhendable.

Table des matières

Remerciements	iii
Table des Figures	xvii
Liste des Symboles	xix
Glossaire	xxiv
Introduction	1
1 Auto-Interférences dans un terminal mobile	7
1.1 Le paradigme de la « radio sale » dans les terminaux RF	8
1.1.1 Architecture classique	8
1.1.1.1 Duplex fréquentiel	9
1.1.1.2 Etage de transmission	10
1.1.1.3 Etage de réception	10
1.1.2 Auto-Interférences	12
1.1.3 Le paradigme de la radio sale ou « dirty RF »	13
1.2 Modélisation bande de base des pollutions.	14
1.2.1 Aperçu global	14
1.2.2 Les pollutions harmoniques (Spurs)	15
1.2.2.1 Origine	15
1.2.2.2 Modèle bande de base	16
1.2.2.3 Stratégies de compensation	18
1.2.3 Tx Leakage	19
1.2.3.1 Origine	20
1.2.3.2 Origines alternatives	21
1.2.3.3 Modèle de pollution	22
1.2.3.4 Modèle bande de base numérique	28
1.2.3.5 Stratégies de compensation	29
1.3 Conclusion du chapitre	30
2 Objectifs, Méthodologie & Solutions algorithmiques	33
2.1 Méthodologie, critères, contraintes	34
2.1.1 Méthodologie	34
2.1.2 Propriétés des algorithmes adaptés aux architectures matérielles visées	35
2.1.3 Critères de performances	37

2.2	Structures stochastiques à pas auto-adaptatif.	39
2.2.1	Algorithme à pas constant	39
2.2.2	Caractérisation du problème	40
2.2.3	Algorithme auto-adaptatif proposé	41
2.2.3.1	Principe de la sur-couche	41
2.2.3.2	Choix de la fonction de charge	43
2.2.3.3	Paramétrisation des constantes de l'algorithme	44
2.2.3.4	Comportement de l'algorithme	49
2.2.4	Comparaison avec l'état de l'art	51
2.2.4.1	Algorithme RLS à pondération exponentielle	52
2.2.4.2	Algorithme en $1/n$ borné	53
2.2.4.3	Algorithme de Mathews	54
2.2.4.4	Algorithme à pas adaptatif d'Aboulnasr	55
2.2.4.5	Algorithme d'Evans	56
2.2.4.6	Comparaison des méthodes	58
2.3	Conclusion du chapitre	60
3	Compensation numérique des Spurs	63
3.1	Principe	65
3.1.1	Rappel de l'origine et des imperfections	65
3.1.2	Modèle Bande de Base	66
3.2	Cas une spur : Algorithme de compensation et performances	68
3.2.1	Génération de la référence	68
3.2.2	Algorithme LMS et outil de mesure de performances	68
3.2.2.1	Structure de compensation	68
3.2.2.2	Mesure de performance	68
3.2.2.3	Filtre optimal	69
3.2.2.4	Algorithme LMS	70
3.2.3	Performances asymptotiques de la structure de Compensation	70
3.2.3.1	Performance Asymptotique	71
3.2.3.2	Schéma équivalent dans le domaine en Z	73
3.2.3.3	Analyse fréquentielle des imperfections	75
3.2.4	Discussion et lien entre les paramètres physiques et le modèle	78
3.2.4.1	Lien avec le décalage de fréquence	79
3.2.4.2	Lien avec le bruit de phase	80
3.2.4.3	Performance en présence d'un bruit de phase asservie par PLL	80
3.2.5	Performance transitionnelle et système auto-adaptatif	81
3.2.5.1	Performance transitionnelle	82
3.2.5.2	Système auto-adaptatif	83
3.3	Extension à la problématique des spurs multiples	84
3.3.1	Modèle bande de base	85
3.3.2	Algorithme de compensation multi-spurs et performances	86
3.4	Application aux modulations numériques et taux d'erreur	90
3.4.1	Contexte des signaux de communication numérique et performances	90
3.4.1.1	Contexte	90

3.4.1.2	Performance en présence de signaux de communication numérique	90
3.4.2	Performances en terme de taux d'erreur	92
3.4.2.1	Modulation QPSK	93
3.4.2.2	Standard WCDMA	94
3.4.2.3	Modulation OFDM	94
3.5	Conclusion du chapitre	98
4	Compensation numérique du Tx Leakage	101
4.1	Origine du problème et modèle bande de base	102
4.1.1	Rappel de l'origine du Tx Leakage	102
4.1.2	Modélisation discrète bande de base	104
4.1.2.1	Signaux en présence	104
4.1.2.2	Modèle numérique	104
4.1.2.3	Observation et objectifs	105
4.1.2.4	Modélisation du canal variant	106
4.2	Algorithmes de compensation	107
4.2.1	Génération de la référence	108
4.2.2	Algorithme et performances dans le cas synchronisé	108
4.2.2.1	Structure de compensation	108
4.2.2.2	Performances dans le cas synchronisé	109
4.2.3	Influence du retard fractionnaire sur la structure de compensation	111
4.2.4	Structure d'estimation conjointe	113
4.3	Application aux modulations numériques	116
4.3.1	Cas de la modulation QPSK	116
4.3.2	Cas du standard WCDMA	117
4.3.3	Cas de la modulation OFDM	118
4.4	Discussion et Perspectives	119
4.4.1	Lien entre paramètres physiques et paramètres numériques	119
4.4.2	Discussion sur les hypothèses de travail.	120
4.4.2.1	Discussion autour du modèle du canal	121
4.4.2.2	Discussion sur le modèle du LNA	123
4.4.2.3	Influence de la composante continue	124
4.4.3	Perspectives de travail	125
4.5	Conclusion	126
5	Validation en contexte réel	129
5.1	Test sur une puce ST-Ericsson	130
5.2	Test sur une plateforme de Radio Logicielle	133
5.2.1	Radio Logicielle et Plateforme RIESCO	133
5.2.1.1	Principe	133
5.2.1.2	Description de l'environnement matériel	133
5.2.1.3	Description de l'environnement logiciel	134
5.2.1.4	Synoptique de l'expérimentation	135
5.2.1.5	Calibration et traitements initiaux	136
5.2.2	Traitement des spurs	138
5.2.2.1	Principe et visualisation	139

5.2.2.2	Estimation du décalage de fréquence	140
5.2.2.3	Spur sur fréquence porteuse (Configuration 1)	142
5.2.2.4	Spur entre fréquences porteuses (Configuration 2)	142
5.2.3	Mise en évidence du Tx Leakage	144
5.3	Conclusion du Chapitre	145
Conclusion & Perspectives		147
Appendices		153
A Standards de Communication numérique		155
A.1	Modulation QPSK	155
A.2	Standard WCDMA	157
A.3	Standard LTE	159
B Démonstrations associées au supprimeur de Spur		161
B.1	Performance asymptotique en présence de décalage de fréquence et de bruit de phase	161
B.2	Obtention du pas Optimal	163
B.3	Démonstration fréquentielle du RSBI en présence de décalage de fréquence	163
B.4	Performances asymptotiques des structures multi-spurs.	165
B.4.1	Performances de la structure Successive	165
B.4.2	Performance de la structure Parallèle	175
B.4.3	Comparaison des Structures	176
B.5	Estimation du décalage de Fréquence par une structure d'estimation conjointe	178
B.5.1	Principe et structure	178
B.5.2	Formulation récursive de l'algorithme	178
C Démonstrations associées à la compensation du Tx Leakage		181
C.1	Performances Asymptotiques dans le cas synchronisé	181
C.2	Performance du LMS en présence d'un retard fractionnaire	182
C.3	Expression de la variance du bruit d'interpolation	184
C.4	Estimation conjointe du retard fractionnaire	184
D Expérimentation sur puce ST-Ericsson		187
D.1	Descriptif de l'expérimentation	187
D.2	Banc de Test	188
E Compensation de la composante Continue (DC Offset)		191
E.1	Origine et modèle	191
E.1.1	Origine	191
E.1.2	Modèle	192
E.2	Stratégies de Compensation	192
E.3	Compensation du DC Offset	194

F	IQ Mismatch : Pollution et Compensation numérique	199
F.1	Origine	199
F.2	Modèle bande de base	200
F.3	Compensation de l'IQ Mismatch	201
F.3.1	Stratégies de Compensation de la littérature	201
F.3.2	Compensation de l'IQ Mismatch	202
G	Estimation auto-adaptative des paramètres d'un canal de Rayleigh	205
G.1	Introduction	205
G.2	Model and estimation Objective	206
G.3	Review of the Kalman filter with AR_1 Model	207
G.4	Stochastic gradient approach	208
G.4.1	LMS approach : $O1_{MAV-F}$ algorithm	208
G.4.2	Self Adaptive algorithm : $O1_{AUTO-F}$	209
G.4.3	Self Adaptive speed algorithm : $O1_{AUTO2-F}$	210
G.5	Simulation	212
G.6	Conclusion	214
	Bibliographie	215

Table des figures

1	Mise en évidence d'un système émetteur-récepteur (cas d'un système cellulaire, avec le lien mobile/station de base) et d'un système constitué uniquement d'un récepteur (antenne de réception satellite terrestre).	2
2	Terminal mobile multi-standard en réseau avec plusieurs sources différentes (station de base, modem, satellite)	3
1.1	Synoptique d'une chaîne classique de transmission numérique avec transmission [Tx] et réception [Rx].	8
1.2	Mise en évidence de l'écart entre les bandes de fréquences dédiées à l'émission et les bandes de fréquences dédiées à la réception dans le contexte d'une architecture FDD.	9
1.3	Synoptique des auto-interférences apparaissant dans une chaîne d'émission-réception, dans un contexte FDD à conversion directe.	15
1.4	Synoptique de l'apparition des pollutions des spurs dans le chemin de réception.	16
1.5	Densité spectrale de puissance bilatérale du bruit de phase issu d'une boucle à verrouillage de phase en dBc/Hz.	18
1.6	Synoptique de l'apparition de la pollution du Tx Leakage dans un terminal à duplex fréquentiel, du fait d'imperfections dans la chaîne de réception	20
1.7	Synoptique de l'apparition de la pollution du Tx Leakage dans un terminal en duplex fréquentiel, du fait du couplage au niveau de l'oscillateur	22
1.8	Synoptique de l'apparition de la pollution du Tx Leakage dans un terminal à duplex fréquentiel, du fait de l'intermodulation entre la composante de l'oscillateur et le signal transmis.	22
1.9	Synoptique du modèle de pollution du Tx Leakage, tel que présenté dans le contexte de la thèse, avec les signaux en présence	23
1.10	Exemple de profil d'isolation de la transmission sur la réception, en fonction de la fréquence, pour un duplexeur typique présenté dans [Frotzsch and Fettweis, 2008a]. UL-Band représente le support spectral des bandes d'émission, DL-Band représente le support spectral des bandes de réception et B représente un exemple de bande utilisée pour la transmission, ici étalée sur 5MHz	25
1.11	Synoptique de l'apparition du couplage au niveau de l'oscillateur	27

2.1	Exemple de l'évolution des performances d'un algorithme au cours du temps, avec la présence du régime transitionnel et du régime asymptotique. On place sur la figure les critères en performances asymptotiques (à 33dB) et transitionnel (30 dB à 2000 itérations) pour mettre en évidence les pré-requis que doivent satisfaire les méthodes.	38
2.2	Synoptique de la structure de compensation	40
2.3	En haut, exemple d'évolution de la fonction $ G(n) $, au milieu, évolution de $K(n)$ (relativement à 1) pour un système avec une phase de convergence, une phase asymptotique et une reconfiguration forcée. En bas évolution du pas associé à la mise à jour spécifiée dans (2.8), pour un couple (γ, ε) bien choisi.	45
2.4	A gauche, comparaison entre la densité de probabilité cumulative empirique de la partie réelle de $G(n)$ en régime asymptotique (en bleu) et la densité de probabilité cumulative théorique d'une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance $\sigma_G^2/2$ (en rouge). A droite, comparaison entre la densité de probabilité cumulative empirique de la fonction $ G(n) $ (en bleu) en régime asymptotique et la densité de probabilité cumulative théorique d'une loi de Rayleigh de paramètre $\sigma_G/2$ (en rouge)	47
2.5	Mise en évidence du lien entre γ, ε et la probabilité de fausse alarme p_{FA}	49
2.6	Exemple de phase de convergence et de reconfiguration du LMS à pas constant avec mise en évidence des critères de performances.	50
2.7	Exemple de phase de convergence et de reconfiguration du LMS à pas constant, du LMS-MUFF et évolution du pas adaptatif ($\gamma = 0.99$, $P_{FA} = 10^{-5}$).	51
2.8	Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant, de l'algorithme LMS-MUFF et de l'algorithme RLS, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.	53
2.9	Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant, de l'algorithme LMS-MUFF et de l'algorithme de descente en $1/n$ borné, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.	54
2.10	Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant, de l'algorithme LMS-MUFF et de l'algorithme d'Aboulnasr, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.	56
2.11	Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant, de l'algorithme LMS-MUFF et de l'algorithme de Evans, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.	57
2.12	Comparaison des performances transitionnelles des différentes méthodes adaptatives étudiées.	59
2.13	Performances transitionnelles moyennes de l'algorithme LMS à pas constant et de l'algorithme LMS-MUFF paramétré par différentes valeurs de probabilité de fausse alarme P_{FA}	60
3.1	Synoptique de l'apparition d'une spur en bande de base.	65
3.2	Spectre d'un signal utile (suivant une modulation LTE 3MHz) idéal (à gauche) et pollué par une spur situé à -1MHz après démodulation (à droite).	67

3.3	Synoptique du système de compensation des spurs basé sur une approche en ligne utilisant une référence.	69
3.4	Performances asymptotiques théoriques et simulées de l'algorithme de suppression de spur en fonction du pas de fonctionnement de l'algorithme μB^2 , pour une spur polluante de RSBI initial 0dB et différents couples associées aux imperfections $(\delta_\omega, \sigma_\xi^2)$	73
3.5	Schéma équivalent de l'algorithme LMS dédié à la suppression d'une spur, dans le domaine fréquentiel. $L(z)$ correspond au filtre passe-bas et $H(z)$ au filtre global équivalent.	74
3.6	Réponse fréquentielle du filtre coupe bande équivalent $H(z)$ définit par (3.26) pour différentes valeurs de μB^2	75
3.7	Performances théoriques et simulées du RBSI asymptotique de l'algorithme LMS en fonction du pas de l'algorithme, pour différentes valeurs du décalage de fréquence δ_ω et en absence de bruit de phase.	77
3.8	Performance maximale de l'algorithme LMS en fonction du décalage de fréquence δ_ω et en absence de bruit de phase.	77
3.9	Performances asymptotiques théoriques et simulées de l'algorithme LMS en fonction du pas de l'algorithme pour plusieurs configurations de bruit de phase σ_ξ^2 et en absence de décalage de fréquence.	78
3.10	Performance maximale théorique et simulée de l'algorithme de suppression de spur, en fonction de la variance σ_ξ^2 caractérisant le bruit de phase et en absence de décalage de fréquence.	79
3.11	Densité Spectrale de puissance du bruit de phase dans le cas d'un oscillateur contrôlé par PLL	81
3.12	Comparaison entre les performances simulées de l'algorithme en fonction du pas, en présence d'un bruit de phase asservi par PLL et des performances théoriques de l'algorithme en présence de bruit de phase brownien.	82
3.13	Trajectoire de la performance moyenne simulée et théorique pour deux valeurs de pas de l'algorithme de suppression de spur. La trajectoire avec $\mu = \mu_{\text{opt}}$ ne vérifie pas le critère en temps et la trajectoire avec $\mu = 2^{-9} > \mu_{\text{opt}}$ ne vérifie pas le critère asymptotique.	83
3.14	Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant ($\mu = \mu_{\text{opt}}$), de l'algorithme LMS à pas auto-adaptatif ($\mu_{\text{min}} = \mu_{\text{opt}}$), de l'algorithme RLS ($\lambda = 1 - \mu_{\text{opt}}$) et des performances théoriques, en fonction du temps avec une reconfiguration de la spur à la moitié de la simulation.	85
3.15	Spectre d'un signal LTE 10MHz sans pollution (à gauche) et pollué par 2 spurs (à droite).	86
3.16	Structure successive dédiée à l'annulation de P spurs.	86
3.17	Structure parallèle dédiée à l'annulation de P spurs.	87
3.18	Performances asymptotiques du supprimeur parallèle de spurs en fonction du pas de l'algorithme (le pas est identique pour chacun des blocs), pour un nombre variant de spurs.	88

3.19	Performances transitionnelles de la structure parallèle de compensation de spurs, pour 2 spurs polluantes suivant le tableau 3.2 avec l'utilisation d'un pas constant et du système auto-adaptatif. Un changement de configuration (augmentation du RSBI initial de 3 dB) est appliqué à la moitié de la simulation.	89
3.20	Schéma explicatif de l'extension des résultats théoriques aux signaux non blancs.	91
3.21	Performances théoriques et simulées du supprimeur de spur en présence d'un décalage de fréquence avec un signal utile suivant une modulation OFDM.	92
3.22	Mesure du Taux d'Erreur Binaire de la modulation QPSK en fonction du niveau de bruit pour différentes configurations de RSI initial de la spur. . .	93
3.23	Taux d'erreur Binaire en fonction du l'impact du canal pour signal WCDMA pollué par 2 spurs.	95
3.24	Schéma de la position des spurs polluantes (en gris) dans les deux configurations d'étude de la pollution et de la compensation des spurs dans le contexte OFDM	96
3.25	Mesure du Taux d'Erreur Binaire de la modulation OFDM en fonction du niveau de bruit pour différentes configurations de RSI initial de la spur, avec des spurs présentes sur des multiples de l'écart entre porteuses (configuration 1).	96
3.26	Mesure du Taux d'Erreur Binaire de la modulation OFDM en fonction du niveau de bruit pour différentes configurations de RSI initial de la spur, avec des spurs qui ne sont pas présentes sur des multiples de l'écart entre porteuses (configuration 2).	97
4.1	Synoptique de l'apparition du Tx Leakage dans le contexte d'une chaîne émission-réception FDD.	103
4.2	Synoptique de la structure d'estimation et de compensation du gain complexe du Tx leakage, en supposant connu le retard fractionnaire δ	109
4.3	Performances théoriques et simulées de l'algorithme de suppression du Tx Leakage, dans le cas synchronisé, en fonction du pas de l'algorithme et pour plusieurs valeurs de variance de bruit d'état du modèle AR1 $\sigma_{\xi_{TxL}}^2$	110
4.4	Performances théoriques et simulées du supprimeur de Tx Leakage dans le cas synchronisé, en fonction du pas pour une variance de bruit d'état fixée $\sigma_{\xi_{TxL}}^2 = 10^{-7}$ pour un RSBI initial de 0dB et différentes valeurs de $K_{TxL_{dB}}$	111
4.5	Performance maximale théorique et simulée du supprimeur du Tx Leakage dans le cas synchronisé en fonction de la variance du bruit d'état du modèle $\sigma_{\xi_{TxL}}^2$ pour un RSBI initial de 0 dB et pour $K_{TxL_{dB}} = 10$ dB.	112
4.6	Performances théoriques et simulées du supprimeur de Tx Leakage en fonction du pas de l'algorithme μP_u pour plusieurs valeurs de retard fractionnaire, pour un RSBI initial de 0 dB, $K_{TxL_{dB}} = 10$ dB et $\sigma_{\xi_{TxL}}^2 = 10^{-17}$	113
4.7	Synoptique de l'algorithme d'estimation conjointe du retard fractionnaire et du gain complexe.	114

4.8	Performances théoriques et simulées de l'algorithme de suppression de Tx Leakage sans prendre en compte le retard fractionnaire et comparaison avec les performances de la structure d'estimation conjointe. Les courbes sont données en fonction du pas de l'algorithme μP_u pour différentes valeurs de retard fractionnaire.	115
4.9	Taux d'Erreur Binaire en fonction de l'impact du canal (Eb/No) pour une modulation QPSK en présence de Tx Leakage de niveau d'interférence variable, avec et sans la structure de compensation basée sur l'estimation conjointe du canal et du retard fractionnaire.	117
4.10	Taux d'Erreur Binaire en fonction de l'impact du canal (Eb/No) pour le standard WCDMA en présence de Tx Leakage de niveau d'interférence variable, avec et sans la structure de compensation basée sur l'estimation conjointe du canal et du retard fractionnaire	118
4.11	Taux d'Erreur Binaire en fonction de l'impact du canal (Eb/No) pour une modulation OFDM en présence de Tx Leakage de niveau d'interférence variable, avec et sans la structure de compensation basée sur l'estimation conjointe du canal et du retard fractionnaire	119
4.12	A gauche, profil d'isolation typique d'un duplexeur (source [Frotzsch and Fettweis, 2008a]) ici concentré sur une bande de transmission avec un facteur de sur-échantillonnage important. Au centre (en violet), profil fréquentiel du filtre généré qui approche le profil mesuré. A droite en violet, la réponse temporelle du filtre généré.	121
4.13	A gauche et au centre, exemple de la phase de convergence de la structure d'estimation conjointe (gain complexe et retard fractionnaire) pour une réalisation. A droite, performance moyenne de la structure d'estimation conjointe en terme de RSBI.	122
5.1	Spectre LTE issue de la puce NORA et suivant la configuration présentée dans D.	131
5.2	Evolution temporelle du coefficient $w(n)$ de l'algorithme de suppression de spur dans le cas de l'utilisation de la solution à pas constant et de la solution à pas adaptatif;	132
5.3	Spectre du signal LTE 20MHz, après compensation de la composante continue résiduelle et de la spur polluante à 1MHz.	132
5.4	Synoptique de l'étage de transmission et de l'étage de réception d'un USRP N210 [source Ettus Research]	134
5.5	Interface GnuRadio Companion permettant la configuration de la radio logicielle, ici permettant la réception et le décodage d'un signal OFDM. . .	135
5.6	Synoptique de l'expérimentation réalisée à l'aide de 2 radios USRP N210. On représente en noir le lien d'émission réception d'intérêt.	136
5.7	Visualisation d'un spectre OFDM en absence de compensation numérique du DC Offset (composante continue)	137
5.8	Constellation QPSK issue d'un signal OFDM sans compensation du désappariement phase-quadrature (à gauche) et avec la stratégie de compensation basée sur une approche de séparation de source (à droite).	138

5.9	Exemple de l'évolution de la composante continue (en rouge la partie réelle, et en bleue la partie imaginaire) d'un USRP en fonction du temps (estimation provenant de l'algorithme de compensation de DC) avec une modification de la puissance du signal reçu à $T = 15.5$ ms.	138
5.10	Spectre d'un signal LTE provenant d'un USRP N210, après démodulation, et de fréquence porteuse initiale 801 MHz.	139
5.11	Structure d'estimation conjointe du gain complexe et du décalage de fréquence	140
5.12	Exemple de la convergence du gain complexe et du décalage de fréquence pour un signal acquis via un USRP	142
5.13	Constellations des porteuses au voisinage de la spur polluante, du signal OFDM reçu avant (en rouge) et après (en bleu) application de la compensation numérique lorsque la fréquence de la spur coïncide avec une fréquence porteuse (configuration 1).	143
5.14	Constellations des porteuses au voisinage de la spur polluante, du signal OFDM reçu avant (en rouge) et après (en bleu) application de la compensation numérique lorsque la fréquence de la spur se situe entre deux fréquences porteuses (configuration 2).	143
5.15	Mise en évidence du Tx Leakage sur un USRP N210. A gauche, une constellation issu d'un signal OFDM en absence de transmission simultanée, et à droite une constellation issu d'un signal OFDM avec transmission simultanée	144
5.16	Synoptique de la structure de compensation utilisée pour réduire l'impact du Tx Leakage dans les USRP N210.	145
5.17	Mise en évidence du Tx Leakage sur un USRP N210. A gauche, une constellation issu d'un signal OFDM en présence de transmission simultanée et à droite une constellation issu d'un signal OFDM avec transmission simultanée et compensation avec la structure précédemment décrite.	146
A.1	Synoptique d'une chaîne d'émission réception QPSK.	156
A.2	Représentation de la constellation d'un signal QPSK (avec association au couple de bits)	156
A.3	Réponse fréquentielle du filtre global (convolution du filtres d'émission et de réception) en cosinus sur-élevé pour plusieurs valeurs d'excès de bande (ou une approximation pratique de ce filtre).	157
A.4	Réponse impulsionnelle du filtre global (convolution du filtres d'émission et de réception) en cosinus sur-élevé pour plusieurs valeurs d'excès de bande.	157
A.5	Exemple de la génération de 8 codes orthogonaux suivant le paradigme des codes OVSF	158
A.6	Synoptique d'une chaîne d'émission réception WCDMA.	159
A.7	Synoptique de la mise en forme et du décodage d'un signal OFDM	160
B.1	Synoptique de la structure de compensation successive de P spurs dans un terminal RF.	166
B.2	Évolution simulée et théorique (B.52) du RSBI asymptotique pour la structure SIC-LMS dans le cas de 2 à 5 spurs.	174
B.3	Synoptique de l'implémentation parallèle du supprimeur de P spurs.	175
B.4	Comparaison des performances théoriques des architectures PIC-LMS et SIC-LMS pour 4 spurs polluantes validant l'analogie entre les deux méthodes.	177

B.5	Structure d'estimation conjointe du gain complexe et du décalage de fréquence	179
D.1	Synoptique de l'expérimentation	188
D.2	NORA TestBENCH	189
D.3	testChip de NORA dans le cut 3.1	190
E.1	Synoptique de l'apparition de la composante continue dans une architecture à conversion directe.	192
E.2	Synoptique de l'architecture de compensation de DC Offset.	194
E.3	Plage de configurations pour le couple de dimensionnement de la structure de compensation de DC Offset s_{DC} , M_{DC} [Roth, 2013].	196
E.4	Performance transitionnelle de la structure de Compensation de DC Offset, avec zoom au niveau de la reconfiguration. On remarque donc bien le rejet de la pollution à -4dB dans un temps très court, le critère étant d'atteindre ce niveau dans le préfixe cyclique.	197
F.1	A gauche, schéma d'une démodulation phase-quadrature théorique, et à droite, démodulation en prenant en compte les imperfections matérielles . .	199
F.2	Synoptique de la compensation d'IQ Mismatch avec l'approche séparation de source.	202
F.3	Performance transitionnelle de la méthode de compensation d'IQ Mismatch pour la solution à pas constant, et la solution à pas auto-adaptatif. . . .	204
G.1	Step-size μ for SNR= 20dB and $f_d T = 10^{-3}$	212
G.2	MSE versus SNR, for $f_d T = 10^{-3}$	213
G.3	MSE versus $f_d T$, for SNR=20dB	213
G.4	Evolution of MSE for the 500 first samples and different algorithms : The MAV-Kalman filter $AR1_{MAV-KF}$, the optimal step size algorithm $O1_{MAV-F}$, the constant speed algorithm $O1_{AUTO-F}$ and the adaptive speed algorithm $O1_{AUTO2-F}$	214
G.5	BER in function of SNR for $f_d T = 10^{-3}$ for the different algorithms : The CM-Kalman Filter $AR1_{CM-KF}$, The MAV Kalman filter $AR1_{MAV-KF}$, the optimal step size algorithm $O1_{MAV-F}$, the constant speed algorithm $O1_{AUTO-F}$ and the adaptive speed algorithm $O1_{AUTO2-F}$	215

Liste des Symboles

B_{Tx}	Bande de transmission
f_{Tx}	Fréquence porteuse de transmission
B_{Rx}	Bande de réception
f_{Rx}	Fréquence porteuse de réception
ΔF	Écart entre la porteuse de transmission et la porteuse de réception
$s_{Tx}^{HF}(t)$	Signal transmis haute fréquence
$s_{TxI}(t)$	Message bande de base transmis dans la voie en phase
$s_{TxQ}(t)$	Message bande de base transmis dans la voie en quadrature
$s_{Tx}(t)$	Enveloppe complexe du signal transmis
$s_{Rx}^{HF}(t)$	Signal d'intérêt de réception haute fréquence
$s_{RxI}(t)$	Message bande de base d'intérêt de réception dans la voie en phase
$s_{RxQ}(t)$	Message bande de base d'intérêt de réception dans la voie en quadrature
$s_{Rx}(t)$	Enveloppe complexe du signal d'intérêt de réception
$s_I^{OL}(t)$	Signal du mélangeur dans la voie en phase
$s_Q^{OL}(t)$	Signal du mélangeur dans la voie en quadrature
$r_{Rx}(t)$	Signal complexe bande de base reçu
$r_{Rx}(n)$	Signal complexe bande de base reçu échantillonné au temps élémentaire de l'étage de réception.
F_{clock}	Fréquence de l'horloge de fonctionnement
f_{spur}^{BB}	Fréquence de la spur ramenée en bande de base
$s_{spur}(n)$	Signal complexe bande de base de la spur additive
ω	Pulsation de la spur additive en bande de base
A	Amplitude de la spur additive
ϕ_0	Phase de la spur additive
F_{Rx}	Fréquence d'échantillonnage de l'étage de réception
δ_ω	Décalage de fréquence de la spur additive
$\phi(n)$	Phase variant au cours du temps de la spur additive
$L(f)$	Densité spectrale de puissance du bruit de phase de la spur
$s_{TxL[Rx]}(t)$	Signal de transmission qui fuit dans l'étage de réception du fait de l'impact du duplexeur.
$h_D(t)$	Réponse impulsionnelle du duplexeur
$y_{LNA}(t)$	Signal en sortie de l'amplificateur faible bruit
$z_{Rx}(t)$	Signal analytique associé au signal reçu
$z_{TxL}(t)$	Signal analytique du signal transmis après impact du duplexeur

$s_{\text{TxL}_{[\text{LNA}]}}(t)$	Signal de pollution dû au Tx Leakage après amplificateur faible bruit (terme bande de base)
$s_{\text{TxL}_{[\text{BB}]}}(t)$	Signal de pollution dû au Tx Leakage en bande de base après démodulation
$s_{\text{TxL}}(n)$	Signal du Tx Leakage échantillonné au temps élémentaire de l'étage de réception
$\beta_{\text{TxL}}(n)$	Gain complexe du canal équivalent associé à la pollution
$h_{\text{Rx}}(t)$	Réponse impulsionnelle de l'étage de réception
$u_{\text{TxL}}(n)$	Référence synthétisée du Tx Leakage
Δ	Retard associé à la pollution du Tx Leakage
D	Partie entière du retard en nombre d'échantillons associés au temps élémentaire de l'étage de réception
δ	Retard fractionnaire associé à la pollution du Tx Leakage.
$d(n)$	Signal d'observation dans l'étage de réception, bande de base, échantillonné au temps élémentaire de réception
$x(n)$	Signal utile dans l'étage de réception, bande de base, échantillonné au temps élémentaire de réception
$s(n)$	Signal polluant le signal utile de l'étage de réception, bande de base, échantillonné au temps élémentaire de réception
$u(n)$	Référence utilisée dans les algorithmes de compensation
$J(n)$	Fonction de coût utilisée dans les stratégies d'estimation par gradient stochastique
$w(n)$	Coefficient d'estimation de la pollution utilisée dans les étages de compensation
$\hat{s}(n)$	Estimation du coefficient $s(n)$ à l'indice temporel n dans les étages de compensation
μ	Pas de fonctionnement des algorithmes de gradient utilisés dans les structures de compensation
$e(n)$	Signal bande de base après application de l'algorithme de compensation sur l'observation polluée $d(n)$
$G(n)$	Fonction de charge utilisée dans la surcouche auto-adaptative du pas
γ, ε	Paramètres de mise à jour de la surcouche auto-adaptative du pas
μ_{max}	Borne maximale lors de la mise à jour du pas dans la surcouche auto-adaptative
μ_{min}	Borne minimale lors de la mise à jour du pas dans la surcouche auto-adaptative
$K(n)$	Fonction de mise à jour de la surcouche auto-adaptative du pas
$\epsilon(n)$	Erreur d'estimation à l'itération n de l'algorithme de compensation
$w_{\text{opt}}(n)$	Coefficient optimal annulant la pollution pour l'algorithme de compensation, à l'itération n
$v(n)$	Désalignement ou différence entre le coefficient $w(n)$ et le coefficient optimal associé $w_{\text{opt}}(n)$ à l'itération n
$F(\rho, \sigma_G)$	Densité de probabilité cumulée de la fonction de charge $G(n)$ suivant une loi de Rayleigh de paramètre σ_G
P_{FA}	Probabilité de fausse alarme associé à un saut non désiré lors de la mise à jour auto-adaptative du pas

σ_{ξ}^2	Variance du bruit d'état du bruit de phase de la spur additive suivant un modèle d'évolution brownien
$\sigma_{x_b}^2$	Variance du signal utile bruité, sous l'hypothèse gaussienne, blanc centré
B	Amplitude de la référence dans le contexte de la spur additive
ϕ_R	Phase de la référence dans le contexte de la spur additive
$\epsilon_{\text{spur}}(n)$	Erreur d'estimation associée à la compensation de la spur
$Q(B, A, \mu, \delta_{\omega}, \sigma_{\xi}^2)$	Coefficient de pollution associé à la compensation des spurs, dû au modèle dynamique de l'évolution de la spur
μ_{opt}	Point de fonctionnement optimal (au sens de la variance asymptotique) de l'algorithme de compensation
$L(z)$	Filtre passe pas équivalent à une partie de la structure de compensation de la spur additive
$H(z)$	Filtre coupe bande équivalent à l'algorithme de compensation de la spur additive
ω_i	pulsation de la i^{eme} spur additive en bande de base (cas multi-spur)
A_i	Amplitude de i^{eme} la spur additive (cas multi-spur)
ϕ_{0_i}	Phase de la i^{eme} spur additive (cas multi-spur)
δ_{ω_i}	Décalage de fréquence de la i^{eme} spur additive (cas multi-spur)
$\phi_i(n)$	Phase variante au cours du temps de la i^{eme} spur additive (cas multi-spur)
$\sigma_{\xi_i}^2$	Variance du bruit d'état du bruit de phase de la i^{eme} spur additive suivant un modèle d'évolution brownien (cas multi-spur)
B_i	Amplitude de la i^{eme} référence dans le contexte multi-spur
ϕ_R	Phase de la i^{eme} référence dans le contexte multi-spur
$\Sigma(n)$	Estimée globale des P spurs polluantes dans le contexte multi-spurs
$w_i(n)$	Coefficient associé à la i^{eme} spur additive dans le contexte multi-spur
C_{mod}	Coefficient de correction des performances asymptotiques dans le cas d'un signal de communication numérique
F_e	Fréquence d'échantillonnage
n_{FFT}	Taille de la FFT dans le contexte OFDM
n_{Re}	Nombre de porteuses d'information dans le contexte OFDM
E_b	Énergie binaire
N_0	Densité spectrale du bruit blanc additif
n_{Cp}	Taille du préfixe cyclique dans le contexte OFDM
$\beta_{0_{\text{TxL}}}$	Niveau d'interférence constant de la pollution dans le contexte du Tx Leakage
$\alpha_{\text{TxL}}(n)$	Partie variante du canal de pollution dans le contexte du Tx Leakage, suivant un modèle AR1
γ_{TxL}	Paramètre du canal AR1 dans le contexte du Tx Leakage
$\xi_{\text{TxL}}(n)$	Bruit d'état du modèle AR1 dans le contexte du Tx Leakage
$\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2$	Variance du bruit d'état du modèle du canal AR1 dans le contexte du Tx Leakage
K_{TxLdB}	logarithme du rapport entre la puissance statique et la puissance dynamique du canal AR1 dans le contexte du Tx Leakage
T_{corr}	Temps de cohérence du canal de pollution dans le contexte du Tx Leakage

$\epsilon_{\text{TxL}}(n)$	Erreur d'estimation de la structure de compensation du Tx Leakage à l'itération n
$u_{\delta}(n)$	Référence utilisée dans la structure de compensation du Tx Leakage retardée du retard fractionnaire δ
$\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$	Estimation du coefficient du canal $\beta_{\text{TxL}}(n)$ par la structure de compensation à l'itération n
$Q(\mu, \sigma_u^2, \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2, \gamma_{\text{TxL}})$	Coefficient de pollution associée à la compensation du Tx Leakage, dû au modèle dynamique de l'évolution du canal de pollution
$\eta_{\text{TxL}}(n)$	Bruit engendré par la non prise en compte du retard fractionnaire dans la référence utilisée pour la compensation du Tx Leakage à l'itération n
δ_n	Estimation du retard fractionnaire dans la structure d'estimation conjointe à l'itération n
$L(n)$	Dérivée instantanée du gain estimé par rapport au retard fractionnaire dans le contexte du Tx Leakage
$\Delta_u(n)$	Dérivée instantanée de la référence non interpolée par rapport au retard fractionnaire δ dans le contexte du Tx Leakage
$S_{\text{spur}}(\mu)$	Fonctionnelle à minimiser pour obtenir l'expression optimale du pas
$\epsilon_{\text{BB}}(n)$	Erreur d'estimation après application du filtre $L(z)$ (contexte des spurs)
$\sigma_{\epsilon_{\text{BB}}}$	Variance de l'erreur d'estimation après filtrage (contexte des spurs)
C_{α}^P	Somme des produits croisés de taille α
$v_{\text{TxL}}(n)$	Désalignement dans le contexte du Tx Leakage
$s_{\text{LO}}(t)$	Fuite dans le chemin de réception du signal servant à démoduler
$s_{\text{DC}}(n)$	Composante continue en bande de base
$s_{\text{DC}_I}(n)$	Partie réelle de la composante continue en bande de base
$s_{\text{DC}_Q}(n)$	Partie imaginaire de la composante continue en bande de base
μ_{DC}	Paramètre de mise à jour pas (structure MUFF) dans la structure d'annulation de DC
M_{DC}	Lien entre puissance et pas multiplicatif pour la structure de compensation de DC
P_u	Puissance estimée par la structure de filtrage rapide pour la structure de compensation de DC
α_{DC}	Fréquence de coupure adaptative de la structure d'annulation de DC
c_{DC}	Critère de la machine à état de la structure de compensation de DC
s_{DC}	Seuil de bascule pour le choix de la structure de compensation de DC
g_I	Gain associé à la voie en phase
g_Q	Gain associé à la voie en quadrature
ϕ_I	Phase associée à la voie en phase
ϕ_Q	Phase associée à la voie en quadrature
$D(n)$	Vecteur d'observation associé à la modélisation de l'IQ mismatch
A	Matrice de mélange instantanée associée à l'IQ mismatch
K_1, K_2	Paramètre de l'IQ mismatch en formulation complexe bande de base
H	Matrice de blanchiment associée à la compensation de l'IQ mismatch

Glossaire

A

ADC Convertisseur Analogique Numérique. 12

AR1 Auto-Regressif d'ordre 1. 106, 107, 109, 111, 113, 116, 118–120, 182, 206

C

CDMA Code Division Multiple Access. 90, 94, 157

D

DPC Densité de Probabilité Cumulative. 47, 48

DSP Densité Spectrale de Puissance. 91, 92

E

EASI Equivariant Adaptive Source via Independance. 201–203

F

FDD Frequency Division Duplexing. 9, 12, 19, 27, 31, 102, 116, 125, 126, 133, 135

FFT Transformée de Fourier Rapide [Fast Fourier Transform]. 92, 159, 160, 188, 201

FIR filtre à réponse impulsionnelle finie. 192

G

GSM Global System for Mobile Communication. 13, 192

H

HF Haute Fréquence. 10

L

LIF Low Intermediate Frequency. 11

LMS Least Mean Square. 4, 19, 30, 39–43, 46, 50–53, 55, 57, 59–61, 64, 65, 68, 70–75, 84, 89, 98, 102, 108, 113, 122, 124, 126, 161–163, 165–167, 169, 174, 181, 182, 184, 201, 205, 208, 215

LNA Amplificateur Faible Bruit [Low Noise Amplifier]. 11, 20, 21, 26, 28, 120, 123, 124, 144, 191, 192

LS Least Square. 30

LTE Long Term Evolution. 13, 66, 79, 80, 86, 94, 130, 132, 139, 141, 142, 144, 159, 160, 187, 188, 195, 196

M

MUFF Multiplicative Update with Forgetting Factor. 41, 42, 50–53, 55, 57–60, 98, 115, 124, 132, 180

O

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing. 66, 90–92, 94–96, 98, 116, 118, 133–135, 137, 139, 141, 142, 155, 159, 160, 201, 206, 207

OVSF Orthogonal Variable Spreading Factor. 90, 94, 158

P

PA Amplificateur de Puissance. 10, 11

PLL boucles à verrouillage de phase [Phase Locked Loop]. 18, 66, 80, 81, 151, 164

Q

QPSK Quadrature Phase Shift Keying. 90–92, 94, 95, 116, 117, 130, 135, 137, 155, 156, 158, 159

R

RF Radio-Fréquence. 1, 4, 8, 14, 15, 18, 19, 35, 36, 64, 65, 98, 125, 126, 129, 136, 139, 188

RLS Recursive Least Square. 52, 84

RSB Rapport Signal sur Bruit. 12, 93, 94, 137, 142

RSBI Rapport Signal plus Bruit sur Interférence. 69, 71, 76, 78, 82, 83, 87–90, 93, 106, 107, 109–111, 113, 115, 119, 122, 163–170, 174–176

RSI Rapport Signal sur Interférence. 38, 49, 50

S

SoC puces intégrées ou « System on Chip ». 14, 129

T

TDMA Time Division Multiple Access. 192

TEB Taux d'Erreur Binaire. 90, 93, 94, 97, 98, 116–118, 141, 155, 157

U

UMTS Universal Mobile Telecommunication System. 157, 158

USRP Universal Software Radio Peripheral. 133–136, 140–142, 144, 145

W

WCDMA Wideband Code Division Multiple Access. 13, 90–92, 94, 116, 117, 133, 155, 157, 158

Z

ZIF Zero Intermediate Frequency. 11

Introduction

Ce manuscrit présente les travaux réalisés dans le cadre de ma thèse de doctorat menée conjointement à ST-Microelectronics (initialement ST-Ericsson) et au Gipsa-Lab. Ces travaux s’inscrivent dans le contexte des architectures numériques dédiées aux émetteurs-récepteurs Radio-Fréquence (RF), et plus particulièrement dans celui des méthodes de compensation de pollutions générées par le système lui-même.

Nous allons, dans cette introduction, motiver la raison d’un tel travail à partir d’un bref aperçu du contexte dans lequel ces travaux s’inscrivent. Par ailleurs, les algorithmes et les techniques de traitement du signal développés ici, et qui forment le cœur de ce travail, ne se limitent pas au simple contexte applicatif présenté dans ce manuscrit, mais s’inscrivent dans des champs applicatifs plus généralistes que ce soit en électronique, en informatique, ou quelque domaine que ce soit pourvu qu’il comprenne un signal à traiter.

On se propose dans un premier temps d’introduire les notions fondamentales associées à ces travaux de doctorat.

Émetteur-Récepteur :

Un émetteur-récepteur est un équipement électronique dont la caractéristique est de combiner une partie dédiée à l’émission de données et une partie dédiée à la réception de données. Ces deux parties partagent des circuits et des ressources communes, qui peuvent être de différents types, que ce soit au niveau de l’alimentation, des antennes, des interfaces ou des générateurs de signaux (fréquences, horloges). Ce partage de ressources est un élément clef, et l’émetteur-récepteur ne peut être vu uniquement comme la concaténation parallèle de deux entités totalement distinctes. On désignera par terminal un émetteur-récepteur avec l’ensemble de son architecture et de ses composants ainsi que de ses ressources partagées.

Un des exemples les plus classiques pour illustrer un tel composant est le téléphone portable qui combine une architecture dédiée à la transmission, et une architecture dédiée à la réception, contrairement à un récepteur satellitaire qui ne transmet aucune information mais ne fait que recevoir le signal transmis depuis le satellite.

Terminal multi-standard :

Il est coutume de dire que l’avènement des smartphones a été une révolution. Une révolution à la fois pour l’utilisateur qui voit dans son terminal mobile arriver une multitude de fonctionnalités, mais également pour l’architecture elle-même. Par la concentration des services, par les contraintes d’autonomie et par le fait que le téléphone n’est plus seulement centré sur l’architecture dédiée à la communication pure, le smartphone ne suit pas le même paradigme que ses aînés. L’architecture dédiée à la communication doit être de



FIGURE 1 – Mise en évidence d'un système émetteur-récepteur (cas d'un système cellulaire, avec le lien mobile/station de base) et d'un système constitué uniquement d'un récepteur (antenne de réception satellite terrestre).

plus en plus évolutive, et subit de plus en plus de contraintes. Entre les premiers téléphones portables (fin des années 90 pour le grand public) et les téléphones de dernière génération, le débit de transmission a été multiplié par plus de cent.

Une architecture cellulaire actuelle est donc amenée à utiliser plusieurs standards dédiés à la communication. Des standards cellulaires, des standards associés aux connexions sans fils, des standards associés à la transmission courte portée. . . Les architectures matérielles sont donc maintenant massivement multi-standards, et le système doit gérer de plus en plus de signaux de formes très différentes, avec un accroissement de la bande passante associée à l'accroissement des débits de transmission.

Un terminal multi-standard subit donc beaucoup plus de contraintes qu'un terminal classique. Outre la multiplicité des circuits, qui entraîne, à taille équivalente, une proximité spatiale accrue, le terminal doit être capable de se configurer sur des signaux très différents. De fait, l'architecture tend à être générique, pouvant s'adapter et se configurer à la volée sur un standard donné. C'est notamment une thématique d'intérêt pour la prochaine génération du standard cellulaire (communément appelée 5G) où le terminal devra se configurer sur le standard le plus avantageux à un moment donné, compte tenu de l'utilisation spectrale des autres utilisateurs.

Interférences :

Dans le contexte des communications numériques, une interférence consiste en une pollution du signal d'intérêt par un signal polluant ou brouilleur. Il est usuel de parler d'interférences dans le domaine des communications numériques, qui peuvent être entre utilisateurs, stations de bases etc. . . Ainsi, l'interférence entre stations de base peut survenir lorsque le mobile est à cheval entre deux zones desservies par deux stations de base différentes, et qu'il reçoit donc un signal utile de la station à laquelle il est connecté, mais pollué par la seconde station.

On parlera donc d'interférences à partir du moment où le signal reçu subit une distorsion, ou bien si à ce signal est ajouté un signal dans la même bande de fréquences mais qui ne contient pas d'information utile (phénomène d'écho, ou brouilleur par exemple).

Dans le contexte de la thèse, on parlera d'interférences auto-générées, ou d'auto-



FIGURE 2 – *Terminal mobile multi-standard en réseau avec plusieurs sources différentes (station de base, modem, satellite)*

interférences puisque l'origine de l'interférence sera dans le terminal mobile lui-même. Du fait de différents phénomènes physiques, le signal reçu sera pollué et interféré par des signaux polluants issus du propre terminal. Ce contexte s'oppose donc à celui des interférences classiques externes (utilisateurs, stations de base, brouilleurs ...) mais présente un aspect critique renforcé dans les architectures actuelles. Les interférences perturbent en effet le fonctionnement des algorithmes de décodage et altèrent la bonne réception des données, nécessitant la prise en compte de méthodes susceptible de réduire l'impact de ces pollutions.

L'objectif de cette thèse est donc triple : présenter des modèles de ces pollutions internes, proposer des stratégies de compensation de ces pollutions et, si possible, l'étude théorique des performances de ces méthodes, et valider la démarche par l'intermédiaire de simulations et d'expérimentations.

Organisation du document

Le présent manuscrit se compose de 5 chapitres, construits dans l'optique d'une lecture linéaire.

Le chapitre 1, intitulé *Auto-Interférences dans un terminal mobile*, nous permet d'introduire la notion d'interférence engendrée par le système ainsi que le paradigme de radio sale ou « Dirty RF ». Nous présenterons alors l'origine des principales auto-interférences qui seront amenées à polluer notre signal ainsi que les modèles numériques bande de base associés. On détaillera également les méthodes usuelles de compensation introduites dans la littérature, qu'elles soient analogiques ou numériques.

Le chapitre 2, intitulé *Objectifs, Méthodologie & Solutions algorithmiques*, introduit les objectifs et la méthodologie associée à la compensation numérique des interférences. Nous introduirons en particulier les contraintes liées à l'architecture matérielle, et les règles que devront adopter les méthodes numériques utilisées. Nous présenterons égale-

ment une méthodologie permettant d'accélérer la convergence de nos méthodes, que l'on comparera avec d'autres méthodes de la littérature.

Le chapitre 3, intitulé *Compensation numérique des spurs dans un terminal RF*, présente les performances d'un supprimeur numérique de spurs, qui sont des pollutions harmoniques issues de la fuite des horloges dans le signal utile. La stratégie de compensation est basée sur un algorithme Least Mean Square (LMS) piloté par une référence et ses performances théoriques asymptotiques et transitionnelles sont calculées en fonction des paramètres de la spur. Par ailleurs, une analogie entre la méthode algorithmique et une méthode de filtrage est réalisée. Une généralisation de la méthode et de l'étude de ses performances à la pollution de plusieurs spurs ainsi que l'étude de l'impact des pollutions et de la compensation sur des modulations numériques classiques concluent cette étude.

Le chapitre 4, intitulé *Compensation numérique du Tx Leakage*, présente une étude d'un supprimeur numérique du Tx Leakage, qui est une pollution de l'étage de transmission sur l'étage de réception. En supposant que le canal équivalent de pollution est un gain complexe, et en prenant en compte les variations temporelles du niveau de pollution, on effectue une analyse des performances d'un estimateur du gain complexe. A partir de cette étude, on montre que le retard fractionnaire (induit par la propagation dans des blocs numériques et analogiques, en transmission puis en réception) ne peut être négligé et on développe une méthode d'estimation conjointe du gain complexe (associé à la pollution) et du retard fractionnaire.

Le chapitre 5, intitulé *Validation en contexte Réel*, a pour but de valider les modèles et les architectures de compensation dans un contexte réel en s'appuyant sur l'analyse de signaux réellement transmis. L'étude sera réalisée sur des puces dédiées aux communications cellulaires ainsi que sur une plateforme de radio logicielle. Dans chacun des cas, certaines pollutions seront mises en évidence, permettant notamment la validation des modèles proposés, ainsi que la validation des méthodes de compensation étudiées au cours du manuscrit.

Nous clôturerons le manuscrit par un tour d'horizon des perspectives ouvertes et mises en avant par les travaux menés dans le cadre de cette thèse.

Publications de l'auteur

Ci-dessous sont listées les contributions de l'auteur, associées à la compensation numérique des auto-interférences dans un terminal mobile multi-standard :

Article de journal

- [Gerzaguet et al., 2014b] : Gerzaguet, R., Ros, L., Belveze, F., and Brossier, J.-M. (2014b). On the performance of digital adaptive spur cancellation for multi-standard radio frequency transceivers. *Digital Signal Processing*, 33:Pages 83–97

Cet article de journal paru dans *Elsevier Digital Signal Processing* traite de l'étude du supprimeur numérique de spur, présentée dans le chapitre 3.

Conférences internationales

- [Gerzaguet et al., 2013c] : Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., Belveze, F., and Ghandour-Haidar, S. (2013c). Self-adaptive stochastic rayleigh flat fading channel estimation. In *Proc. 18th International Conference on Digital Signal Processing (DSP 2013)*, pages 1–6

Cet article de conférence présenté à *Digital Signal Processing (DSP)* traite de l'estimation adaptative de paramètres d'un canal de Rayleigh, il est présenté en annexe G. L'algorithme est basé sur des structures auto-adaptatives présentées et détaillées dans le chapitre 2.

- [Gerzaguet et al., 2014a] : Gerzaguet, R., Ros, L., Belveze, F., and Brossier, J.-M. (2014a). Joint estimation of complex gain and fractional delay for Tx leakage compensation in FDD transceivers. In *Proc. 21st International Conference on Electronics Circuits and Systems (ICECS)*

Cet article de conférence présenté à *International Conference on Electronics Circuits and Systems (ICECS)* traite de la compensation numérique du Tx Leakage, dont l'étude est détaillée dans le chapitre 4.

Conférences nationales

- [Gerzaguet et al., 2013b] : Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., and Belveze, F. (2013b). Performances d'un supprimeur numérique adaptatif de *spurs* dans un terminal radio-fréquence multistandard en présence d'imperfections sur la référence. In *Proc. 24eme colloque Grets*, pages 1–4
- [Gerzaguet et al., 2013a] : Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., and Belveze, F. (2013a). Architectures numériques parallèles et successives pour la suppression de *spurs* multiples dans un terminal radio fréquence multi-standard et performances théoriques. In *Proc. 24eme colloque Grets*, pages 1–4

Ces articles de conférences présentés au GRETSI 2013 traitent de la compensation numérique de *spurs*, dont le modèle et la structure de compensation sont détaillés dans le chapitre 3.

Brevet

- [Belveze and Gerzaguet, 2013] : Belveze, F. and Gerzaguet, R. (2013). IQ mismatch compensation

Ce brevet traite d'un algorithme de compensation du désappariement phase-quadrature, basé sur un algorithme de séparation de sources, il est associé aux travaux présentés dans l'annexe F.

Chapitre 1

Auto-Interférences dans un terminal mobile

Sommaire

1.1	Le paradigme de la « radio sale » dans les terminaux RF . .	8
1.1.1	Architecture classique	8
1.1.1.1	Duplex fréquentiel	9
1.1.1.2	Etage de transmission	10
1.1.1.3	Etage de réception	10
1.1.2	Auto-Interférences	12
1.1.3	Le paradigme de la radio sale ou « dirty RF »	13
1.2	Modélisation bande de base des pollutions.	14
1.2.1	Aperçu global	14
1.2.2	Les pollutions harmoniques (Spurs)	15
1.2.2.1	Origine	15
1.2.2.2	Modèle bande de base	16
1.2.2.3	Stratégies de compensation	18
1.2.3	Tx Leakage	19
1.2.3.1	Origine	20
1.2.3.2	Origines alternatives	21
1.2.3.3	Modèle de pollution	22
1.2.3.4	Modèle bande de base numérique	28
1.2.3.5	Stratégies de compensation	29
1.3	Conclusion du chapitre	30

L'objectif de ce chapitre est de présenter le contexte dans lequel s'inscrivent ces travaux de thèse. On décrira tout d'abord les éléments d'une architecture classique d'émission-réception ainsi que les problématiques associées à ces architectures. En particulier, les radios actuelles traitant des signaux de plus en plus large bande et génériques, les interférences auto-générées par le système ont un impact de plus en plus sévère sur les performances du système. On explicitera alors le paradigme dit de la « radio sale », tel

qu'introduit et exploité par la littérature. On terminera le chapitre par une revue des deux principales pollutions étudiées au cours de la thèse, avec leurs modèles numériques associés, ainsi que les stratégies couramment utilisées dans la littérature pour les éviter ou limiter leur impact.

Ce chapitre a donc pour vocation de faire une synthèse à la fois des problématiques rencontrées (en terme d'interférences auto-générées) dans une architecture RF classique ainsi qu'un tour d'horizon des solutions de la littérature déjà existantes. En particulier, les modèles numériques décrits dans les parties 1.2.2.2 et 1.2.3.4 seront utilisés respectivement dans les chapitres 3 et 4.

1.1 Le paradigme de la « radio sale » dans les terminaux RF

1.1.1 Architecture classique

On se place dans le cadre d'une architecture d'émission-réception classique dont on va succinctement présenter les éléments. Un diagramme synoptique de la chaîne est présenté sur la figure 1.1 [Razavi, 1997, Abidi, 1995].

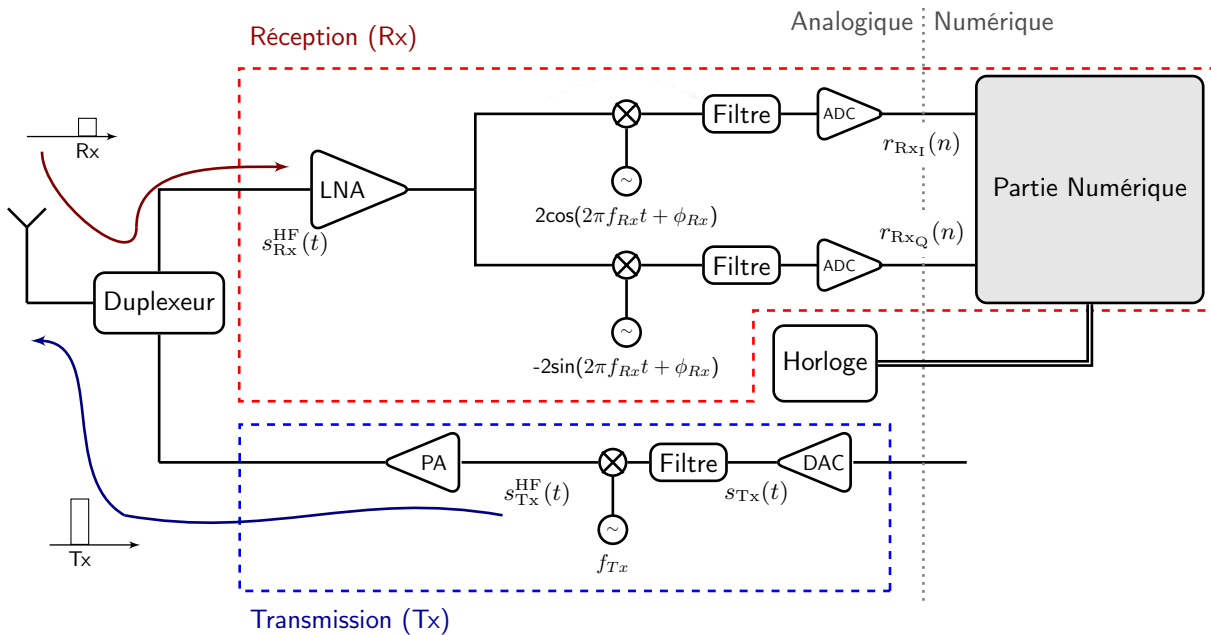


FIGURE 1.1 – Synoptique d'une chaîne classique de transmission numérique avec transmission [Tx] et réception [Rx].

Il y a donc dans cette chaîne deux chemins, l'un dédié à la transmission (Tx) et l'un dédié à la réception (Rx). Il s'agit ici d'une chaîne classique d'émission-réception en duplex fréquentiel (cf partie 1.1.1.1) avec une démodulation qui se fait en conversion directe (cf partie 1.1.1.3).

Cette chaîne est composée d'éléments analogiques (duplexeur, amplificateurs, oscillateurs, qui seront décrits dans les parties suivantes), d'un convertisseur (ADC) qui permet la

transition du domaine analogique vers le domaine numérique et d'un étage numérique où sont réalisés l'ensemble des traitements numériques et le décodage du signal.

1.1.1.1 Duplex fréquentiel

La transmission et la réception se feront dans notre cas en simultané. On reçoit et on transmet les données en même temps, mais sur deux bandes de fréquences distinctes et disjointes. On parle alors d'architecture en duplex, ou Frequency Division Duplexing (FDD) [Martikainen, 2010]. .

- La transmission se fait sur une bande B_{Tx} et centrée sur une fréquence porteuse f_{Tx} .
- La réception se fait sur une bande B_{Rx} à une fréquence porteuse f_{Rx} .

Dans notre contexte, le signal de transmission s'apparente à celui transmis par le mobile et le signal reçu correspond au signal transmis par la station de base. La fréquence porteuse du signal transmis par le mobile est souvent inférieure à celle de la station de base¹ et on note $\Delta F = f_{Rx} - f_{Tx}$ l'écart entre les fréquences porteuses (avec $\Delta F > 0$). Par ailleurs, afin de garantir une absence d'interférences entre le signal transmis et le signal reçu, on aura :

$$\Delta F > \frac{B_{Tx}}{2} + \frac{B_{Rx}}{2} , \quad (1.1)$$

comme représenté sur la figure 1.2.

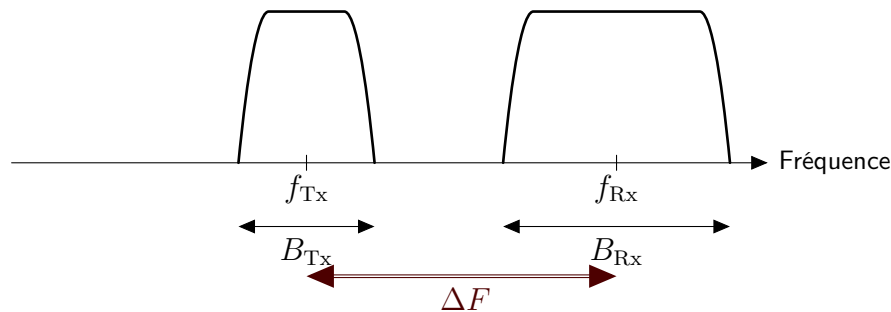


FIGURE 1.2 – Mise en évidence de l'écart entre les bandes de fréquences dédiées à l'émission et les bandes de fréquences dédiées à la réception dans le contexte d'une architecture FDD.

Dans un tel système, le signal transmis ne va pas polluer le signal reçu. On verra cependant dans la partie 1.2.3 que dans certaines configurations, une image du signal transmis peut se retrouver dans l'étage de réception en bande de base entraînant une pollution potentiellement sévère du signal d'intérêt.

Dans les terminaux radio fréquences, et plus typiquement les terminaux cellulaires, la transmission et la réception se font sur la même antenne et la jointure entre cette antenne et les deux chemins se fait par l'intermédiaire d'un duplexeur, comme montré sur la figure 1.1, qui combine des filtres de sélection de bande pour discriminer les deux espaces fréquentiels disjoints [Masafumi et al., 2011, Ruby et al., 2001].

1. En effet, la puissance du signal transmis par le mobile est souvent inférieure à la puissance des signaux transmis par la station de base et les signaux de fréquence porteuse plus faible ont de meilleures propriétés de propagation dans l'air. En conséquence, les normes actuelles tendent le plus souvent à placer les fréquences porteuses du mobile avant celles des stations de base.

1.1.1.2 Etage de transmission

Le signal transmis occupe une bande B_{Tx} autour de sa fréquence porteuse f_{Tx} (avec une bande relativement étroite par rapport à la fréquence porteuse considérée, induisant $\frac{f_{Tx}}{B_{Tx}} \gg 1$). Ainsi le signal transmis en Haute Fréquence (HF) $s_{Tx}^{HF}(t)$ s'exprime comme étant :

$$s_{Tx}^{HF}(t) = s_{TxI}(t) \cos(2\pi f_{Tx}t) - s_{TxQ}(t) \sin(2\pi f_{Tx}t) , \quad (1.2)$$

où $s_{TxI}(t)$ (voie dite en Phase) et $s_{TxQ}(t)$ (voie dite en Quadrature) sont des signaux porteurs d'information en bande de base à transmettre qui modulent respectivement en phase et en quadrature la porteuse de fréquence f_{Tx} .

On peut également formuler la problématique directement en utilisant des signaux complexes. Le signal transmis $s_{Tx}^{HF}(t)$ s'exprime à partir de son enveloppe complexe $s_{Tx}(t)$, définit comme étant

$$s_{Tx}(t) = s_{TxI}(t) + js_{TxQ}(t) , \quad (1.3)$$

$$s_{Tx}^{HF}(t) = \Re \{ s_{Tx}(t) e^{2j\pi f_{Tx}t} \} , \quad (1.4)$$

où $\Re\{\cdot\}$ est l'opérateur partie réelle. L'opération qui permet de passer de (1.3) à (1.4) est alors appelée modulation IQ (ou en phase et quadrature) et permet la transmission effective sur antenne.

Pour permettre la bonne transmission du signal, il est nécessaire de l'amplifier préalablement et cette opération se fait dans le domaine analogique par l'intermédiaire d'un Amplificateur de Puissance (PA) [Cripps, 1999]. En pratique, garantir une parfaite linéarité de cet amplificateur est délicat, surtout en présence de signaux avec de fortes variations [Liu et al., 1999, Gouba and Louet, 2012], et l'étude de compensations des non-linéarités du PA est un sujet à part entière, tant au niveau de leur modélisation [Zhu and Brazil, 2004, Bondar et al., 2008] qu'au niveau de méthodes numériques pour accroître leur linéarité [Ryu et al., 2002, Fujiwara et al., 2009, Gouba and Louet, 2013]. Dans le cadre de ce manuscrit, on considérera que le PA est parfaitement linéaire, puisque ces non-linéarités n'auront pas de conséquences directes dans l'étage de réception. Ainsi le signal effectivement transmis peut être directement considéré comme étant (1.2) ou (1.4) à un gain scalaire près, associé à l'étage d'amplification.

1.1.1.3 Etage de réception

Du fait de l'architecture en duplex fréquentiel, simultanément à la transmission, on reçoit un signal qui se situe sur la fréquence porteuse f_{Rx} . En conséquence, de manière analogue avec les expressions du signal transmis, le signal reçu HF s'exprime comme étant :

$$s_{Rx}^{HF}(t) = s_{RxI}(t) \cos(2\pi f_{Rx}t) - s_{RxQ}(t) \sin(2\pi f_{Rx}t) \quad (1.5)$$

$$= \Re \{ s_{Rx}(t) e^{2j\pi f_{Rx}t} \} , \quad (1.6)$$

Où $s_{RxI}(t)$ et $s_{RxQ}(t)$ désignent respectivement la voie en phase et la voie en quadrature du signal bande de base d'intérêt et où

$$s_{Rx}(t) = s_{RxI}(t) + js_{RxQ}(t) \quad (1.7)$$

correspond à l'enveloppe complexe du signal reçu (relativement à la fréquence f_{Rx}). L'objectif de l'étage de réception est donc de récupérer ce signal et d'en décoder l'information numérique, ce qui nécessite plusieurs étapes.

Amplificateur Faible Bruit [Low Noise Amplifier] (LNA) :

Le signal reçu est souvent de puissance faible et il est nécessaire de l'amplifier dans l'étage de réception, tâche qui est réalisée par le LNA [Razavi, 1998]. Son objectif est d'amplifier le signal en limitant l'ajout de bruit intrinsèque [Nguyen et al., 2004, Ryyanen et al., 2006].

Comme pour le PA, garantir la parfaite linéarité du LNA est difficile en pratique. Dans la suite du rapport, on verra l'impact de cette non-linéarité en terme d'auto-interférences, dans le contexte de émission-réception simultanées.

Démodulation et Filtrage

L'objectif de la démodulation I/Q (ou en phase et quadrature) est de recouvrer en bande de base le signal reçu désiré qui est en haute fréquence, c'est-à-dire retrouver le signal $s_{\text{Rx}}(t)$ défini dans (1.7) à partir de (1.6). La démodulation est dite en phase/quadrature, c'est-à-dire que l'on va utiliser deux voies pour démoduler, la première voie récupère l'information en phase et la seconde récupère l'information en quadrature.

Pour ce faire, on génère (par l'intermédiaire d'un oscillateur par exemple) deux signaux, tous deux à la fréquence porteuse de réception f_{Rx} mais déphasés de $\frac{\pi}{2}$:

$$s_{\text{I}}^{\text{OL}}(t) = 2 \cos(2\pi f_{\text{Rx}}t) \quad (1.8)$$

$$s_{\text{Q}}^{\text{OL}}(t) = 2 \cos\left(2\pi f_{\text{Rx}}t + \frac{\pi}{2}\right) = -2 \sin(2\pi f_{\text{Rx}}t) . \quad (1.9)$$

On multiplie le signal reçu (en haute fréquence) par $s_{\text{I}}^{\text{OL}}(t)$ (dans une première voie) et par $s_{\text{Q}}^{\text{OL}}(t)$ (dans une seconde voie). En combinant cette opération avec un filtrage passe-bas, on récupère sur les deux voies la partie réelle et la partie imaginaire du signal et on introduit le signal complexe en bande de base reçu :

$$r_{\text{Rx}}(t) = r_{\text{RxI}}(t) + jr_{\text{RxQ}}(t) . \quad (1.10)$$

Ce signal, bande de base, est donc issu de l'étape de démodulation du signal haute fréquence reçu. Il est à noter que l'opération de modulation/démulation est dos-à-dos, c'est-à-dire qu'en l'absence de bruit et d'interférences, on récupère les messages originaux bande de base transmis. En pratique, le signal reçu est bruité, filtré par le canal physique de transmission et peut subir des interférences issues de différents phénomènes comme expliqué dans les parties suivantes.

Cette architecture est dite à conversion directe [Ou Zero Intermediate Frequency (ZIF)], puisqu'elle convertit directement le signal depuis les hautes fréquences en bande de base. Ce type d'architecture est préféré dans les implémentations actuelles, car il ne génère pas de fréquences images et ne nécessite qu'un seul oscillateur local [Abidi, 1995] contrairement aux architectures à conversion indirecte (ou Low Intermediate Frequency (LIF)).

Convertisseur Analogique Numérique (ADC)

Les premières étapes (pré-amplification, démodulation et filtrage) se font sur le signal analogique dans le domaine continu. La conversion vers le domaine numérique, nécessaire pour le décodage se fait par l'intermédiaire du convertisseur analogique numérique. Cet étage échantillonne le signal reçu au temps élémentaire noté T_{Rx} (avec $T_{Rx} = \frac{1}{B_{Rx}}$) et quantifie la donnée échantillonnée sur un certain nombre de bits.

Il est à noter qu'il existe plusieurs topologies de convertisseurs (bloqueur, sigma-delta, ...) et que cette étape va ajouter du bruit de quantification, dépendant de la structure du convertisseur ainsi que de la dynamique du signal d'entrée [Candy and Benjamin, 1981].

Le signal après échantillonnage s'exprime comme étant :

$$r_{Rx}(n) = r_{Rx}(nT_{Rx}) + b_Q(n) , \quad (1.11)$$

où $b_Q(n)$ est le bruit de quantification ajouté par l'étape de numérisation.

Dans notre contexte, les architectures actuelles ont tendance à utiliser des convertisseurs large échelle [Tsurumi and Suzuki, 1999, Rusu and Ismail, 2007], ce qui a pour conséquence de limiter le bruit de quantification. En effet, la relation entre le Rapport Signal sur Bruit (RSB) de quantification et le nombre associé de bits (en supposant un bruit de quantification uniforme et un convertisseur pleine échelle) est au maximum, en décibel [Trakimas and Sonkusale, 2008] :

$$RSB_{\text{quantif}} \approx 6.02n_{\text{bits}} + 1.76 . \quad (1.12)$$

Dans le cas d'un convertisseur sur 16 bits, le RSB après quantification peut être évaluée environ à 90 dB, ce qui correspond à un ajout de bruit de quantification négligeable. Dans le cadre de ces travaux, on ne considère donc pas l'impact de l'ajout de bruit de quantification.

Partie Numérique

Une fois que le signal est numérisé, l'ensemble des traitements nécessaires pour procéder au décodage peut être appliqué, où notamment des méthodes de traitement du signal sont appliquées [Abidi, 1995]. Citons par exemple les opérations de filtrage, l'estimation de canal, l'égalisation, le turbo-décodage Du fait de la nature des interférences que l'on sera amené à compenser, on se placera en entrée de cet étage, nos algorithmes étant les premiers à traiter le signal après numérisation.

On a donc présenté une chaîne d'émission-réception en duplex fréquentiel avec une architecture de démodulation en conversion directe. Dans le cas de composants idéaux, elle permet la récupération du signal où seul l'impact du canal de transmission est à prendre en compte. Cependant, des interférences générées par l'architecture elle-même peuvent apparaître comme on le présente dans la partie suivante.

1.1.2 Auto-Interférences

Une chaîne FDD à conversion directe, telle que décrite dans la partie précédente, permet en théorie de recouvrer le signal. De fait, les limitations d'une telle chaîne proviennent souvent des éléments extérieurs, principalement l'impact du canal de transmission, ainsi que des interférences issues d'autres utilisateurs particulièrement dans le contexte cellulaire où la cohabitation est une problématique majeure.

Cependant, les architectures numériques dédiées à l'émission-réception ont, elles-aussi, subi une profonde révolution au cours des dernières années [Vainikainen et al., 2009]. Plusieurs systèmes de communication numérique peuvent cohabiter au sein du même terminal, dédiés à des réseaux différents : réseau cellulaire (Global System for Mobile Communication (GSM), Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA), Long Term Evolution (LTE)), réseau informatique (WIFI, Bluetooth, ...), réseau de capteurs (NFC, ...) [Atallah and Ismail, 2006]. Par ailleurs, pour des raisons de facteur d'échelle, la tendance n'est plus à commercialiser des terminaux mobiles dans une seule région du monde, mais dans plusieurs d'entre elles. Par conséquent, ces terminaux sont amenés à supporter de multiples standards, avec des occupations spectrales diverses. Parallèlement, les bandes spectrales à gérer sont de plus en plus larges, passant de 200 kHz dans le standard GSM à potentiellement 20 MHz pour la dernière génération cellulaire (LTE).

Gérer des standards différents, de plus en plus de bandes spectrales, des bandes spectrales de plus en plus larges, le tout avec une consommation minimale et une occupation spatiale faible, tout ceci n'est pas sans conséquences pour le terminal. D'abord, il est nécessaire d'envisager des structures évolutives et configurables, capables de gérer des signaux de formes très différentes [Brandolini et al., 2005]. Par ailleurs, on assiste également à une pollution propre du terminal, c'est-à-dire que les éléments du terminal vont créer leurs propres interférences, avec des conséquences non négligeables sur la qualité de la transmission. Ces auto-interférences sont dues à des phénomènes de couplage [Enz and Cheng, 2000], à des imperfections matérielles [Schenk, 2008] et à des pollutions directes [Razavi, 1996].

1.1.3 Le paradigme de la radio sale ou « dirty RF »

En pratique, ces interférences diminuant dramatiquement les performances de l'étage de réception, il est nécessaire d'envisager des stratégies visant à limiter leur impact. C'est une problématique assez ancienne, inhérente aux structures électroniques, et de nombreuses stratégies d'atténuation analogiques ont pu être développées dans la littérature. Citons par exemple les travaux portant sur l'implémentation d'anneaux de garde pour permettre une meilleure isolation et limiter les couplages [Gunturi and Balakrishnan, 2009], l'ajout de filtres sélecteurs de bande pour atténuer des signaux parasites avant amplification [Brandolini et al., 2005, Dufrene and Weigel, 2005], ou de systèmes de calibration analogique pour compenser les imperfections [Razavi, 1997, Shafiee and Fouladifard, 2003].

Ces solutions, qui visent à éviter que la pollution apparaisse (par forte atténuation, ou « évitement »), peinent cependant à être efficaces dans le contexte des radios multi-standards évolutives. Le nombre de cas à prendre en charge augmente en effet de manière dramatique et il est délicat, pour ne pas dire impossible, de trouver des systèmes qui soient efficaces dans chacune des configurations possibles du récepteur.

Parallèlement, depuis plusieurs années, la part des traitements numériques dans les chaînes est de plus en plus grande, réduisant le nombre de composants analogiques. Les techniques de traitement du signal numérique sont de plus en plus utilisées et des techniques de modélisation et de compensation des imperfections dans le domaine numérique ont pu être étudiées.

Dans le cadre de cette thèse on se place précisément dans ce contexte, qui a notamment été introduit par Fettweis, Lohning, Petrovic, Windisch, Zillmann et Rave [Fettweis et al., 2005], et qui correspond au paradigme de la radio sale ou de la « Dirty RF ». C'est-à-dire privilégier aux solutions analogiques des techniques de modélisation et de compensation purement numériques. Il s'agit donc d'accepter une pollution partielle du signal d'intérêt, pollutions générées par le système lui même, mais de combiner des méthodes de traitement du signal dans la partie numérique afin d'atténuer leurs impacts et de garantir de bonnes performances.

Cette approche a l'avantage d'être généraliste et configurable, pouvant s'adapter à un standard donné, avec une faible consommation et un espace physique restreint. Par ailleurs, les pollutions étant auto-générées, il est souvent possible d'extraire des connaissances *a priori* sur les modèles de pollutions dans l'objectif de guider les stratégies de compensation, les rendant plus efficaces. Le paradigme de la radio sale est donc particulièrement adapté à deux contextes d'applications RF : celui des puces intégrées ou « System on Chip » (SoC) capable de gérer plusieurs standards, où la consommation et la place occupée sont des contraintes majeures, et celui de la radio logicielle où la modularité exclut *de-facto* l'implémentation de solutions analogiques non reconfigurables.

Le développement et l'intégration d'algorithmes de compensation d'auto-interférences nécessitent cependant des études préliminaires. Il faut en effet modéliser dans un premier temps les pollutions. Celles ci sont analogiques et ensuite échantillonnées au temps élémentaire de l'étage de réception et c'est donc une modélisation numérique qui est nécessaire. Dans un second temps il faut déployer des méthodes de compensation qui soient intégrables dans un terminal embarqué, c'est-à-dire avec une faible complexité et de bonnes propriétés temps réels. Enfin, il faut être capable de prévoir les performances algorithmiques afin de pouvoir configurer les systèmes en fonction des standards, des performances attendues et du dimensionnement des imperfections rencontrées.

1.2 Modélisation bande de base des pollutions.

1.2.1 Aperçu global

Il y a de nombreuses sources de pollutions analogiques, qui entraînent des auto-interférences dans un terminal. Dans cette partie, on décrit brièvement leur origine ainsi que leur influence sur le signal de réception.

Comme énoncé dans la partie précédente, des phénomènes de couplage peuvent apparaître dans le système RF. Côté émetteur, cela entraîne principalement des problématiques relatives au gabarit spectral du signal émis qui ne respecte plus celui fixé par le standard. Du côté du récepteur, qui est le cas de la thèse ici décrite, ces phénomènes entraînent une pollution du signal reçu, détériorent les performances et peuvent altérer les fonctionnements des algorithmes de synchronisation et de décodage.

Comme représenté sur la figure 1.3 (on ne présente que la voie en phase, les mêmes phénomènes se produisant pour la voie en quadrature) les pollutions ont des origines diverses. Elles peuvent être dues à des imperfections matérielles, à des non-linéarités au niveaux des composants d'amplification, ou à des phénomènes de fuites (cas des spurs décrites dans la partie 1.2.2). Par ailleurs, certaines pollutions peuvent être dues à la conjonction de différents phénomènes (cas de la pollution de l'étage de transmission sur l'étage de

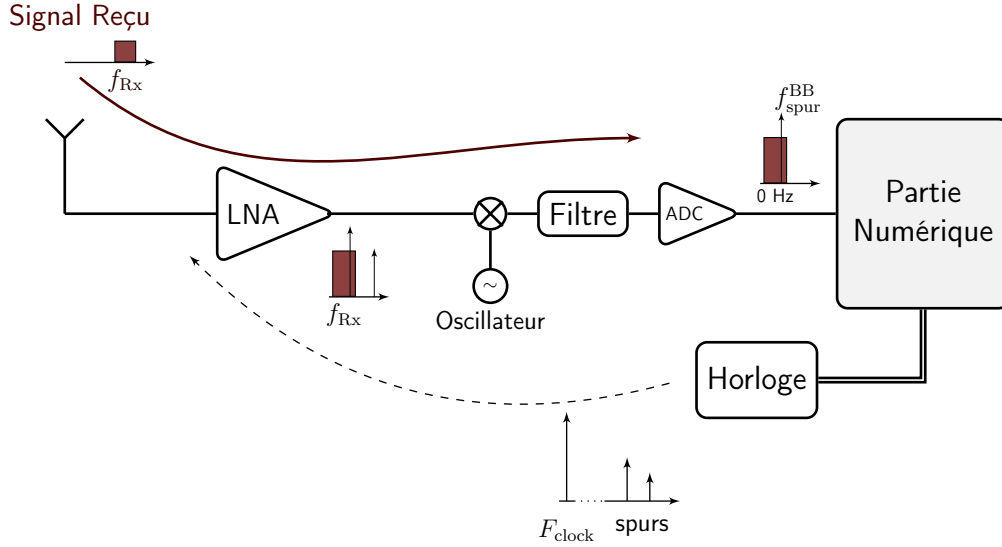


FIGURE 1.4 – Synoptique de l'apparition des pollutions des spurs dans le chemin de réception.

polluera le signal en haute fréquence et se retrouvera en bande de base, puisqu'elle sera démodulée au même titre que le signal d'intérêt. Ainsi, une spur est une pollution bande étroite qui n'apparaît que dans des cas précis, où il y a corroboration entre la fréquence d'un multiple de la fréquence d'horloge F_{clock} et la bande occupée par le signal en haute fréquence. C'est ce cas précis que l'on fixe pour évaluer l'impact et la compensation de la pollution.

Pour élaborer une stratégie de compensation, il nous est nécessaire en pratique de connaître la fréquence (au moins approximative) de la spur, une fois qu'elle est ramenée en bande de base après la démodulation. Or, en supposant la fréquence de fonctionnement de l'horloge F_{clock} connue, la fréquence porteuse du signal de réception f_{Rx} ainsi que la bande mono-latérale du signal B_{Rx} , une spur polluera le signal d'intérêt si on dispose d'un indice $p \in \mathbb{N}$ tel que

$$f_{\text{Rx}} - \frac{B_{\text{Rx}}}{2} \leq p \times F_{\text{clock}} \leq f_{\text{Rx}} + \frac{B_{\text{Rx}}}{2} . \quad (1.13)$$

Dans ce cas, la $p^{\text{ième}}$ harmonique de l'horloge polluera le signal de réception et la fréquence de cette spur en bande de base sera directement

$$f_{\text{spur}}^{\text{BB}} = p \times F_{\text{clock}} - f_{\text{Rx}} . \quad (1.14)$$

Ainsi, la fréquence *a priori* de la spur en bande de base est connue, cette hypothèse est donc parfaitement vraisemblable en pratique.

1.2.2.2 Modèle bande de base

Après échantillonnage, si on suppose que la spur en bande de base est une fréquence pure à la fréquence $f_{\text{spur}}^{\text{BB}}$, le modèle bande de base s'exprime alors :

$$s_{\text{spur}}(n) = A e^{j\omega n + j\phi_0} , \quad (1.15)$$

où A est son amplitude, ϕ_0 sa phase et ω est sa pulsation ($\in [-\pi; \pi]$) en bande de base, définie par

$$\omega = \frac{2\pi f_{\text{spur}}^{\text{BB}}}{F_{\text{Rx}}} , \quad (1.16)$$

avec F_{Rx} la fréquence d'échantillonnage de l'étage de réception.

Il est cependant nécessaire de prendre en compte les imperfections matérielles pour la mise en place du modèle. Il y a deux sources d'imperfections par rapport au modèle idéal introduit dans (1.15) :

- Le décalage de fréquence

En théorie, la spur est à la fréquence $f_{\text{spur}}^{\text{BB}}$, issue directement de (1.14). En pratique, il y a cependant un décalage entre la fréquence *a priori* de la spur $f_{\text{spur}}^{\text{BB}}$ et sa fréquence effective.

Ce décalage est dû aux imperfections matérielles, qui introduisent un décalage entre la fréquence de l'horloge *a priori* F_{clock} et la fréquence effective, ainsi qu'entre la fréquence de l'oscillateur f_{Rx} utilisée pour la démodulation et sa fréquence effective. En sommant ces différentes contributions, on introduit donc le décalage de pulsation δ_ω , différence entre la pulsation effective de la spur en bande de base et sa pulsation *a priori* (le décalage de pulsation et le décalage de fréquence étant lié par un lien scalaire). En prenant en compte cette imperfection, le modèle bande de base s'exprime comme étant :

$$s_{\text{spur}}(n) = A e^{j(\omega + \delta_\omega)n + j\phi_0} . \quad (1.17)$$

Le lien entre le décalage de pulsation exprimé en bande de base et les paramètres d'imprécision de l'oscillateur est présenté dans la partie 3.2.4.

- Bruit de phase

Le modèle initial ne considère que la présence d'un déphasage constant ϕ_0 . En pratique, l'oscillateur chargé de la démodulation est affecté d'un bruit de phase, qui entraîne une variation temporelle de sa phase. Cette évolution est dépendante de l'architecture utilisée pour la synthèse du signal de l'oscillateur, mais on peut considérer deux modèles de la littérature synthétisant les principales architectures utilisées :

- Le modèle brownien : ce modèle est utilisé pour modéliser des oscillateurs dit libres (c'est-à-dire sans boucle de retro-action) [Demir et al., 2000, Petrovic et al., 2004, Syrjala et al., 2009, Vila-Valls et al., 2010]. L'évolution de la phase, après échantillonnage s'exprime comme étant :

$$\phi(n+1) = \phi(n) + \xi(n) , \quad (1.18)$$

avec $\phi(0) = 0$ et où $\xi(n)$ est un bruit blanc gaussien, centré et de variance σ_ξ^2 . L'unique paramètre de variation du modèle est donc la variance du bruit d'état et le lien entre cette variance et les paramètres physiques de l'oscillateur sont exposés dans la partie 3.2.4.

A partir de (1.18), il vient que le bruit de phase peut être obtenu à partir du bruit blanc gaussien $\xi(n)$ filtré par un filtre L_{phase} dont la transformée en z s'exprime comme étant :

$$L_{\text{phase}}(z) = \frac{1}{-1 + z} . \quad (1.19)$$

- Le modèle pour les boucles à verrouillage de phase [Phase Locked Loop] (PLL) : Dans le cadre de l'utilisation de boucle à verrouillage de phase, le modèle n'est pas décrit par son évolution temporelle, mais directement par sa densité spectrale de puissance bilatérale. Le profil de la densité spectrale de puissance d'un tel bruit de phase ainsi que ses paramètres sont décrits sur la figure 1.5 et résulte de la somme

- d'un bruit en $1/f^2$, modélisé par un spectre de Lorentz [Mishra et al., 2005],
- d'un bruit en $1/f$ filtré par une boucle à verrouillage de phase d'ordre 2 et d'un plancher de bruit.

L'obtention de ce modèle est notamment décrite dans [Smaini, 2012, Section 2.3] et la densité spectrale de puissance de ce bruit de phase (en dBc/Hz) peut s'exprimer comme étant :

$$L(f) = \frac{B_{\text{PLL}}^2 L_0}{B_{\text{PLL}}^2 + f^2} \left(1 + \frac{f_{\text{corner}}}{f} \right) + L_{\text{Floor}} , \quad (1.20)$$

où les paramètres de la formule (B_{PLL} , L_0 , f_{corner} et L_{Floor}) sont explicités sur la figure 1.5.

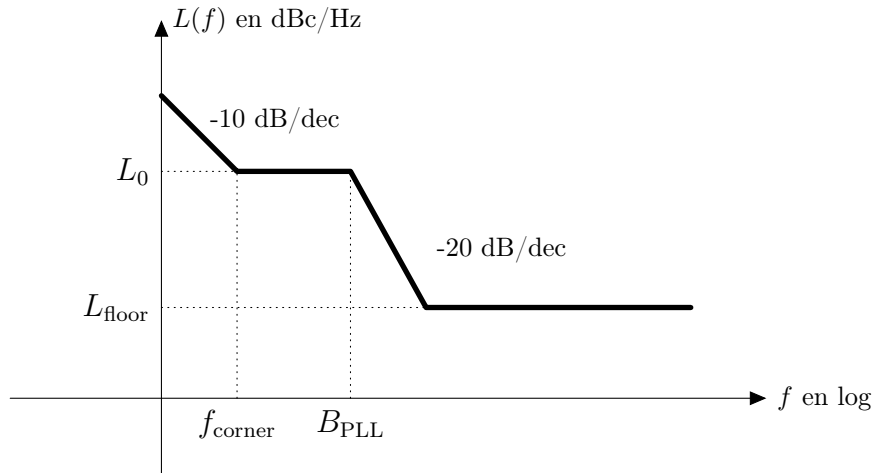


FIGURE 1.5 – Densité spectrale de puissance bilatérale du bruit de phase issu d'une boucle à verrouillage de phase en dBc/Hz.

Quelque soit le modèle utilisé, la phase est donc considérée comme évolutive au cours du temps et le modèle final de la pollution de la spur en bande de base est finalement :

$$s_{\text{spur}}(n) = A e^{j(\omega + \delta\omega)n + j\phi_0 + j\phi(n)} . \quad (1.21)$$

1.2.2.3 Stratégies de compensation

La problématique de la présence des pollutions harmoniques dans un terminal RF n'est pas neuve et c'est principalement des stratégies d'évitement et d'atténuation qui ont fait

l'objet de contributions dans la littérature. Il y a principalement 2 solutions analogiques qui sont utilisées pour limiter la présence des spurs dans le signal utile :

- L'utilisation d'un plan fréquentiel : cette technique est en effet naturelle pour éviter la présence des spurs dans la bande d'intérêt et consiste à dimensionner les fréquences de travail de manière à ce que les harmoniques des fréquences d'horloges ne vérifient pas (1.13) et ainsi éviter la pollution directe [Mishra et al., 2005]. Cependant, c'est précisément ce type de stratégie qui devient contraignante dans le contexte des systèmes multi-standards, puisque le nombre et la largeur des bandes augmentent [Vainikainen et al., 2009].
- L'utilisation de l'étalement d'horloge : afin de limiter l'amplitude des harmoniques issues du fondamental à F_{clock} , une technique consiste à utiliser des horloges à cadencement asynchrone, de manière à étaler les spurs [Hardin et al., 1994, Hardin et al., 1995, Ho and Huang, 2005]. Dans ce cas, les spurs pollueront de manière effective le signal, mais seront à un niveau où leur impact sur le signal utile sera très limité. Ces techniques entraînent toutefois des contraintes de design fortes et ne garantissent pas en pratique que l'impact des spurs étalées sera négligeable, surtout dans le contexte d'un signal de réception faible (et donc fortement amplifié).

Par ailleurs, certaines techniques numériques ont été implémentées pour la compensation de ces spurs, mais principalement dans le contexte des spurs qui sont présentes dans le convertisseur analogique numérique [Ting and Sayed, 2011] : si le modèle de la spur est alors le même que celui présenté dans (1.21), la conséquence de la pollution est bien différente, puisqu'il ne s'agit pas ici d'une mixture entre le signal utile et la spur, mais d'une mixture entre le signal utile et des produits d'intermodulations entre la spur et le signal utile. Dans ce cas, les techniques de compensation numériques sont principalement des stratégies à base d'algorithmes RLS [Omer et al., 2012] ou LMS [Samori et al., 2011] ou d'annulation à base de combinaisons d'amplitudes et phases [Raghavan et al., 2005, Trippe et al., 2011].

Enfin, la problématique d'annulation d'une composante sinusoïdale ou de « bruit » dans un signal aléatoire n'est pas nouvelle, puisqu'elle est notamment massivement traitée depuis la fin des années 70 par l'intermédiaire d'algorithmes classiques adaptatifs dit de « suppressor de bruit » [Glover, 1977, Elliott and Darlington, 1985, Bershad and Macchi, 1991, North et al., 1992, Moreau and Macchi, 1993, Laster and Reed, 1997, Blasko, 1998, Wei et al., 2002].

Le chapitre 3 est dédié à l'étude des performances d'un suppressor de spur, basé sur le modèle proposé dans cette partie.

1.2.3 Tx Leakage

Le Tx Leakage, ou fuite de l'étage de transmission, est une pollution large bande qui apparaît dans les terminaux mobiles FDD. Elle est due à la conjonction de plusieurs phénomènes impliquant des fuites et des non-linéarités au sein du récepteur RF.

1.2.3.1 Origine

Dans cette thèse, on se place dans le formalisme de duplex fréquentiel tel que présenté dans la partie 1.1.1.1, impliquant une émission et une réception simultanée et garantissant par construction spectrale une absence d'interférence directe du signal transmis sur le signal reçu.

En pratique cependant une image de ce signal de transmission peut se retrouver en bande de base en réception et venir polluer le signal utile. Ce phénomène est dû à la conjonction de plusieurs interférences qui apparaissent dans l'étage de réception et qui sont résumées sur la figure 1.6.

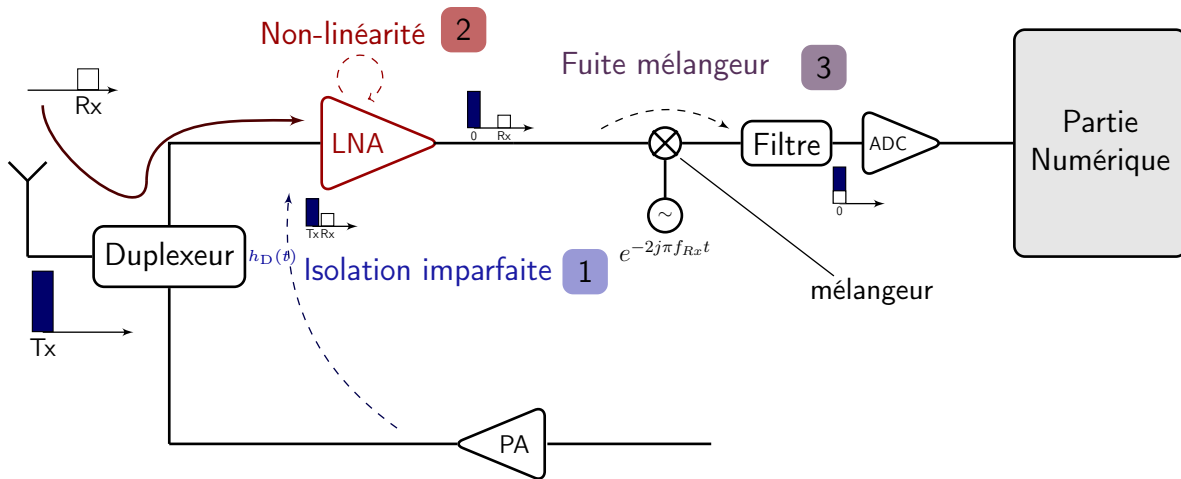


FIGURE 1.6 – Synoptique de l'apparition de la pollution du Tx Leakage dans un terminal à duplex fréquentiel, du fait d'imperfections dans la chaîne de réception

L'apparition en bande de base de la pollution est due à la conjonction des éléments suivants :

1. Une isolation imparfaite du duplexeur, qui est le composant chargé de placer sur la même antenne le signal à transmettre et de recevoir dans le même temps le signal de réception [Frotzschner and Fettweis, 2008a, Knox, 2012]. En conséquence, dans le chemin de réception fuit le signal transmis en haute fréquence qui a été filtré par la réponse impulsionnelle du duplexeur $h_D(t)$ ².
2. Le LNA, chargé de l'amplification du signal de réception n'est pas parfaitement linéaire, comme décrit dans la partie 1.1.1.3. Le signal reçu est donc amené à subir une non-linéarité et, en particulier, une non-linéarité d'ordre II crée un signal polluant (qui est, à un facteur scalaire associé au gain d'amplification près, le module carré de l'enveloppe complexe du signal provenant de l'étage de transmission et filtré par le duplexeur) qui se situe à la fréquence nulle.

2. En toute rigueur, ce filtre est double, du fait de l'architecture du composant, impliquant l'existence de 2 filtres : le filtre côté émission noté $h_D^T(t)$ et le filtre côté réception, noté $h_D^R(t)$. On considérera l'impact du filtre global, convolution entre le filtre côté émission et le filtre côté réception.

3. Enfin, un couplage au niveau du mélangeur entraîne une fuite du signal de réception en aval de l'étage de démodulation. Or si la plupart des composantes seront filtrées par le filtre passe-bas situé après le démodulateur, la composante bande de base issue de la non-linéarité de l'amplificateur ne sera pas filtrée et polluera donc le signal d'intérêt qui a été correctement démodulé.

Le détail du modèle numérique associé au processus de pollution est détaillé dans la partie 1.2.3.3.

Théoriquement la pollution induite par le Tx leakage est donc faible, puisque le signal transmis qui fuit dans la chaîne de réception est atténué à la fois par le duplexeur, par l'étage d'amplification et par la fuite au niveau du démodulateur (puisque c'est la fuite du terme de non-linéarité d'ordre II, donc d'amplitude plus faible) qui vient polluer le signal bande de base. Cependant, cette pollution est non négligeable lorsque le mobile est loin de la station de base. En effet, dans un tel cas :

- La puissance du signal de réception est faible, ce qui le rend plus vulnérable aux interférences (puisque le niveau de puissance est proche du plancher de bruit)
- Le mobile doit transmettre le signal jusqu'à la station de base, qui est éloignée et transmet donc à une puissance qui est importante. Ainsi, le signal qui fuit dans l'étage de réception est à forte puissance et l'atténuation produite par les différents étages ne permet pas de le rendre négligeable par rapport au signal utile.

1.2.3.2 Origines alternatives

Dans la partie précédente, l'apparition du Tx Leakage est venue de la conjonction de la fuite du duplexeur, de la non-linéarité du LNA et du couplage au niveau du démodulateur. D'autres conjonctions d'imperfections peuvent également créer cette pollution, même si cela conduit au même modèle final (à un facteur de gain près) décrit dans la partie suivante.

- Non-linéarité au niveau du mélangeur : c'est le cas présenté sur la figure 1.7. On suppose ici que l'amplificateur est parfaitement linéaire et qu'il y a un couplage au niveau de l'oscillateur : le signal qui va servir à démoduler dans le mélangeur (en théorie (1.8) et (1.9)) est donc composé également du signal reçu, créant l'équivalent d'une non-linéarité d'ordre II. Le modèle final est donc rigoureusement le même et seul l'origine de l'apparition des composantes au carré en bande de base sont différentes. C'est notamment le modèle de pollution introduit par [Kiayani et al., 2013], qui suppose un amplificateur parfaitement linéaire.
- Intermodulation par harmoniques : comme expliqué dans l'annexe E.1.1 le signal de l'oscillateur est amenée à fuir en amont du LNA, ce qui a pour conséquence de créer une forte composante continue (cf figure 1.8). Cependant, outre cette conséquence directe, on a également des produits d'intermodulation qui sont créés du fait de la non-linéarité de l'amplificateur : un produit d'intermodulation d'ordre III se forme entre la composante de DC (qui est alors en haute fréquence à f_{Rx}) et le signal de transmission élevé au carré (est donc bande de base). Ainsi, ce signal se fera démoduler et polluera le signal de réception en bande de base.

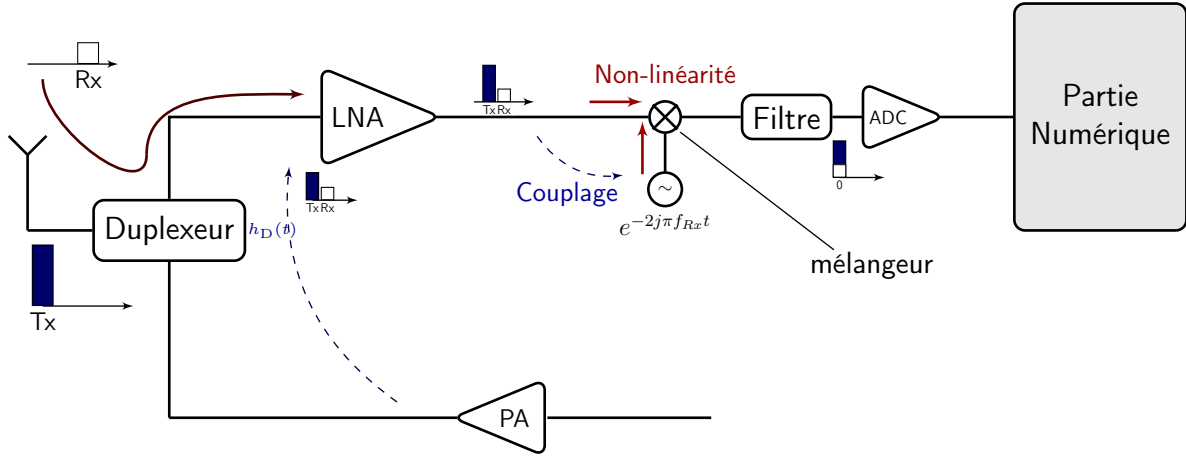


FIGURE 1.7 – Synoptique de l'apparition de la pollution du Tx Leakage dans un terminal en duplex fréquentiel, du fait du couplage au niveau de l'oscillateur

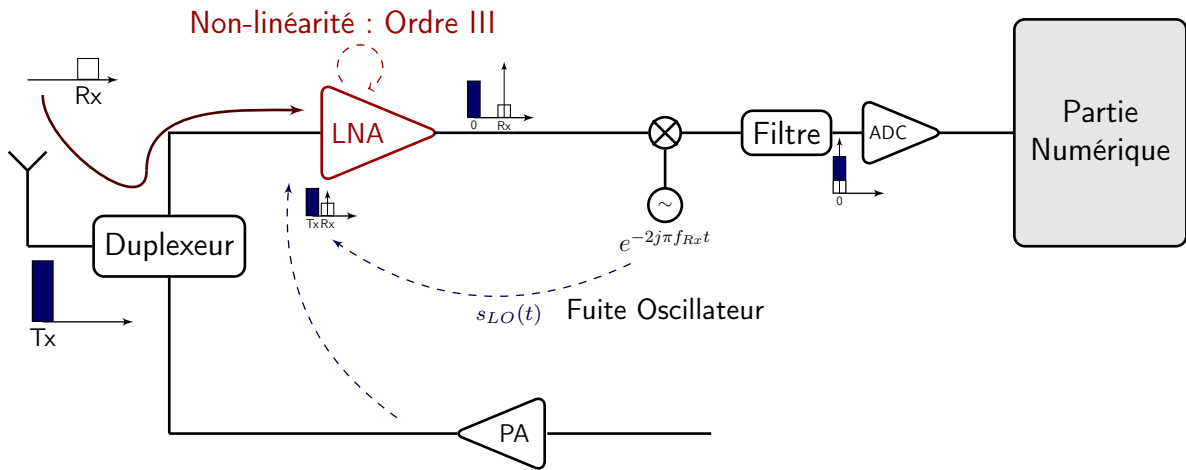


FIGURE 1.8 – Synoptique de l'apparition de la pollution du Tx Leakage dans un terminal à duplex fréquentiel, du fait de l'intermodulation entre la composante de l'oscillateur et le signal transmis.

Toutefois, au gain scalaire près, associé aux gains des non-linéarités et des produits d'intermodulation, les différentes configurations d'apparition de pollution conduisent au même modèle final bande de base. On ne considérera dans la suite que le modèle initial pour établir le système numérique.

1.2.3.3 Modèle de pollution

On ne considère que la pollution décrite dans la partie 1.2.3.1, puisque les autres origines de pollutions amènent finalement au même modèle bande de base.

Par ailleurs, on suppose que l'on génère une référence $u(n)$ qui est une image du signal effectivement polluant, prenant par exemple en compte l'impact des filtres de sélection de bande présent à la fois côté transmission et côté réception. Ce signal est généré dans le

bloc de génération de référence (cf figure 1.9) et peut nécessiter des traitements annexes. Il est par ailleurs à noter que si le signal est transmis à un temps symbole au moins deux fois inférieur au temps symbole du signal de réception, alors on peut négliger l'impact des filtres sélecteurs de bande présents dans l'architecture de réception, en particulier celui du filtre passe-bas en aval du démodulateur, simplifiant alors l'étape de génération de $u(n)$.

Le modèle ainsi que les signaux en présence sont présentés sur figure 1.9.

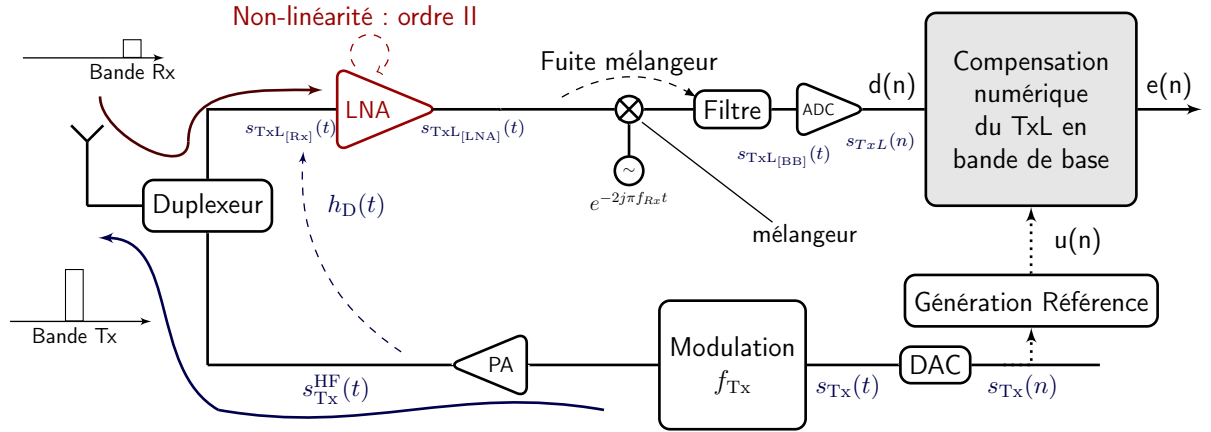


FIGURE 1.9 – Synoptique du modèle de pollution du Tx Leakage, tel que présenté dans le contexte de la thèse, avec les signaux en présence

Fuite du duplexeur :

L'objectif du duplexeur est de permettre l'utilisation d'une même antenne pour le chemin de transmission et le chemin de réception. En conséquence, le duplexeur doit avoir une excellente isolation de manière à ne pas avoir de fuite du signal transmis vers le signal reçu. Les anciens duplexeurs étaient réalisés en céramique, ce qui leur conférait de très bonnes propriétés d'isolation Tx/Rx, mais ils occupaient une place trop importante.

A l'ère de la miniaturisation des circuits et des solutions embarquées, les duplexeurs de type SAW (Surface Acoustic Wave) sont devenus plus populaires du fait de leur taille restreinte [Ruby et al., 2001]. Cependant, ces duplexeurs ont une isolation entre le chemin de transmission et de réception qui est loin d'être infinie et, en pratique, une isolation de seulement une cinquantaine de dB peut être obtenue dans de tels composants [Masafumi et al., 2011, Larson et al., 2000]. En conséquence, le signal de transmission fuit dans le signal de réception, en étant affecté par la réponse fréquentielle du duplexeur.

La problématique réside donc dans la manière dont on modélise l'impact du duplexeur et plusieurs choix sont réalisés dans la littérature.

- **Le modèle à canal plat :** c'est le modèle le plus simple puisqu'il consiste à supposer que le duplexeur agit sur le signal en transmission comme un simple gain. C'est par exemple le choix réalisé dans [Frotzschner and Fettweis, 2008b, Frotzschner and Fettweis, 2008a, Frotzschner and Fettweis, 2009c]. Dans ce cas, le signal de fuite issu

du chemin de transmission qui entre dans l'amplificateur du chemin de réception sera directement le signal de transmission haute fréquence multiplié par un gain réel. De fait, on obtiendrait :

$$s_{\text{TxD}[\text{Rx}]}(t) = h_D(t) \times s_{\text{Tx}}^{\text{HF}}(t) , \quad (1.22)$$

où $h_D(t)$ est le gain du duplexeur au temps t .

- **Filtre exponentiel** : l'hypothèse de canal plat peut sembler restrictive, au sens où le profil de l'isolation est en pratique sélectif en fréquence. Ce choix est notamment corroboré par la visualisation du profil de l'isolation de la transmission sur la réception, qui est représenté sur la figure 1.10. C'est ce qui est discuté dans [Frotzsch and Fettweis, 2009a], qui propose un modèle d'évolution du canal repris dans [Frotzsch and Fettweis, 2009b, Frotzsch and Fettweis, 2012]. Ce canal équivalent (bande de base et numérique) est un filtre à réponse impulsionnelle finie, de longueur L , dont les coefficients ont la forme suivante :

$$h_D(k) = \beta_{\text{TxD}} \sqrt{e^{-\tau_{\text{TxD}} k}} e^{j\phi_k} , k \in [0, L - 1] , \quad (1.23)$$

avec β_{TxD} lié au niveau d'interférence de la pollution, τ_{TxD} un paramètre du canal lié à la bande de cohérence du canal équivalent et ϕ_k des phases aléatoires ($\phi_k \in [0, 2\pi)$). Ce modèle extrêmement spécifique n'est utilisé et proposé que par l'école allemande de Frotzsch dans [Frotzsch and Fettweis, 2009a, Frotzsch and Fettweis, 2009b, Frotzsch and Fettweis, 2012], et il peut finalement être considéré comme un cas particulier de la classe suivante.

- **Filtre à réponse impulsionnelle finie** : ce cas correspond à modéliser le duplexeur comme étant un filtre à réponse impulsionnelle finie dont les coefficients sont estimés dans la partie numérique. C'est le choix qui est réalisé par [Kiayani et al., 2013]. Ainsi, le signal de pollution s'exprime comme étant la convolution entre le signal transmis et le filtre équivalent du duplexeur, c'est-à-dire que l'on obtient :

$$s_{\text{TxD}[\text{Rx}]}(t) = h_D(t) * s_{\text{Tx}}^{\text{HF}}(t) , \quad (1.24)$$

Le choix du modèle est primordial puisqu'il va dicter les choix des méthodes de compensation ainsi que leur complexité. Ainsi, le modèle utilisé dans [Kiayani et al., 2013], qui est le plus générique, présente une stratégie de compensation extrêmement lourde et cette forte complexité est intrinsèquement liée au modèle générique initial. Par ailleurs, il n'existe pas de modèle de référence dans la littérature, ni de moyen de simuler avec précision l'impact du duplexeur après échantillonnage (c'est-à-dire d'extraire le modèle bande de base numérique équivalent du duplexeur). En conséquence, il est difficile de comparer les méthodes puisque les performances et la complexité dépendent du modèle initial choisi.

- ★ Dans cette thèse, on va considérer lors de nos résultats théoriques que le duplexeur est non convolutif, c'est-à-dire qu'il est plat en fréquence, ou constitué d'un gain réel. Cette hypothèse est motivée par trois aspects principaux :

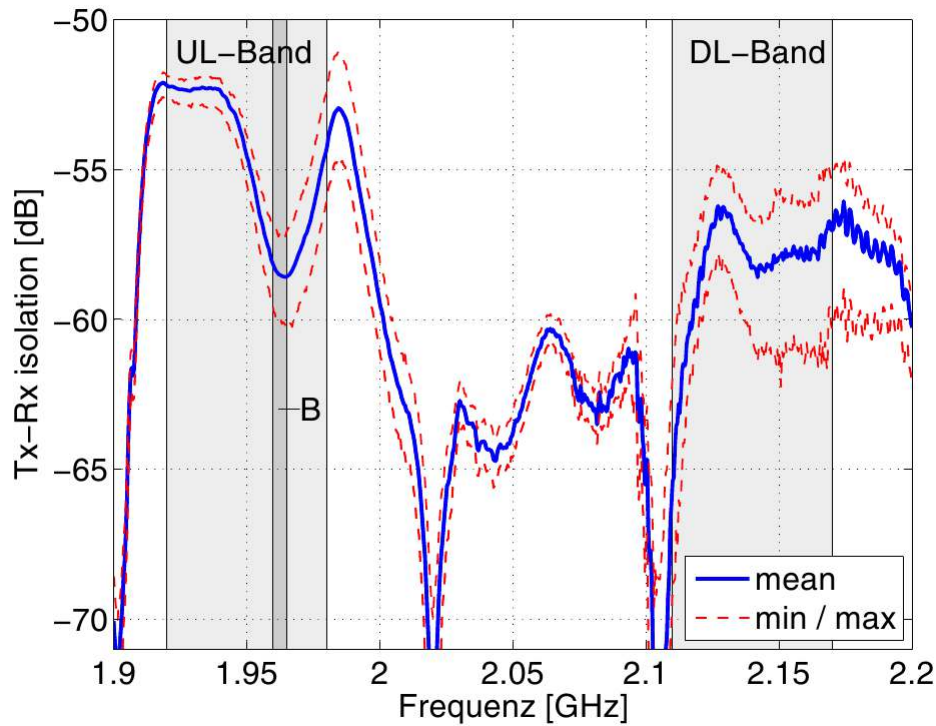


FIGURE 1.10 – Exemple de profil d’isolation de la transmission sur la réception, en fonction de la fréquence, pour un duplexeur typique présenté dans [Frotzscher and Fettweis, 2008a]. UL-Band représente le support spectral des bandes d’émission, DL-Band représente le support spectral des bandes de réception et B représente un exemple de bande utilisée pour la transmission, ici étalée sur 5MHz

- Le profil d’isolation varie en fonction des fréquences mais l’atténuation est généralement inférieure à 2 dB [Frotzscher and Fettweis, 2008b], en tout cas si l’on se place sur une largeur de bande limitée (typiquement quelques Mhz), ce qui est le cas dans le contexte de la pollution induite par la fuite de l’étage de transmission. C’est à partir de ce profil que [Frotzscher and Fettweis, 2008b] justifie l’utilisation d’un canal plat.
- Les méthodes que l’on va utiliser sont généralisables assez facilement à un canal à plusieurs coefficients. Il s’agira donc ici de présenter des résultats qui pourront alors être généralisés à des cas de canaux pratiques, associés à des modèles par exemple vérifiés expérimentalement.
- Si le duplexeur n’est pas effectivement plat en fréquence, le modèle scalaire revient à ne considérer que la composante principale de pollution, les autres composantes étant à ce moment là considérées comme irrémédiablement perdues et assemblées dans le terme global de bruit additif.

Le signal issu de la fuite du duplexeur et qui arrive en entrée de l’amplificateur faible bruit est donc $s_{\text{TxL}_{[\text{LNA}]}}(t)$ défini dans (1.22). Nos algorithmes seront ainsi développés sous l’hypothèse d’un duplexeur plat en fréquence, même si l’impact de la sélectivité fréquentielle pourra être mesurée par simulation (cf partie 4.4.2.1).

Non-linéarité du LNA :

Comme on l'a mentionné dans la partie 1.1.1.3, l'amplificateur faible bruit a pour objectif d'amplifier le signal et sa parfaite linéarité est difficile à garantir, surtout pour des signaux à forte puissance. On suppose que l'amplificateur faible bruit dispose des prérequis suivants :

- ★ L'amplificateur est non linéaire, avec un ordre II non négligeable et des ordres supérieurs négligeables.
- ★ L'amplificateur est supposé sans effet mémoire, c'est-à-dire que la non-linéarité est instantanée et ne s'applique qu'au signal au temps t .

Le modèle classique des amplificateurs non linéaires sans effet mémoire s'appuie sur un développement de Taylor et un signal $y(t)$ sera amplifié, selon les hypothèses précédentes, de la manière suivante :

$$y_{\text{LNA}}(t) = \alpha_1^{\text{LNA}} y(t) + \alpha_2^{\text{LNA}} y^2(t) . \quad (1.25)$$

Les signaux en amont du LNA sont le signal utile $s_{\text{Rx}}(t)$ ainsi que le terme issu du Tx leakage, provenant du duplexeur

$$y(t) = s_{\text{Rx}}^{\text{HF}}(t) + s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}^{\text{HF}}(t) . \quad (1.26)$$

En introduisant $z_{\text{Rx}}(t)$, signal analytique associé au signal reçu $s_{\text{Rx}}^{\text{HF}}(t)$ [et dont l'enveloppe complexe bande de base est $s_{\text{Rx}}(t)$] et $z_{\text{TxL}}(t)$, signal analytique du signal transmis après impact du duplexeur $s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}^{\text{HF}}(t)$ [et dont l'enveloppe complexe bande de base est $s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}(t)$], définis par

$$\begin{aligned} z_{\text{Rx}}(t) &= s_{\text{Rx}}(t) e^{2j\pi f_{\text{Rx}} t} \\ z_{\text{TxL}}(t) &= s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}(t) e^{2j\pi f_{\text{Tx}} t} , \end{aligned}$$

le lien avec les signaux en bande porteuse s'exprime par

$$s_{\text{Rx}}^{\text{HF}}(t) = \frac{z_{\text{Rx}}(t) + z_{\text{Rx}}^*(t)}{2} = \Re\{z_{\text{Rx}}(t)\} \quad (1.27)$$

$$s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}^{\text{HF}}(t) = \frac{z_{\text{TxL}}(t) + z_{\text{TxL}}^*(t)}{2} = \Re\{z_{\text{TxL}}(t)\} , \quad (1.28)$$

et de fait, après amplification, on obtient

$$\begin{aligned} y_{\text{LNA}}(t) &= \alpha_1^{\text{LNA}} \left[s_{\text{Rx}}^{\text{HF}}(t) + s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}^{\text{HF}}(t) \right] + \alpha_2^{\text{LNA}} \left[s_{\text{Rx}}^{\text{HF}}(t) + s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}^{\text{HF}}(t) \right]^2 \\ &= \alpha_1^{\text{LNA}} \left[s_{\text{Rx}}^{\text{HF}}(t) + s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}^{\text{HF}}(t) \right] + \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{4} [z_{\text{TxL}}(t) + z_{\text{TxL}}^*(t) + z_{\text{Rx}}(t) + z_{\text{Rx}}^*(t)]^2 , \end{aligned}$$

ce qui, en développant, amène des termes situés à différentes fréquences :

$$\begin{aligned}
 y_{\text{LNA}}(t) = & \alpha_1^{\text{LNA}} \left[s_{\text{Rx}}^{\text{HF}}(t) + s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}^{\text{HF}}(t) \right] \\
 & + \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{4} \left[\underbrace{z_{\text{TxL}}(t)^2}_{2f_{\text{Tx}}} + \underbrace{z_{\text{TxL}}^*(t)^2}_{-2f_{\text{Tx}}} + \underbrace{z_{\text{Rx}}(t)^2}_{2f_{\text{Rx}}} + \underbrace{z_{\text{Rx}}^*(t)^2}_{-2f_{\text{Rx}}} \right] \\
 & + \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{2} \left[\underbrace{z_{\text{TxL}}(t)z_{\text{TxL}}^*(t)}_{\text{Bande de base}} + \underbrace{z_{\text{TxL}}(t)z_{\text{Rx}}(t)}_{f_{\text{Tx}}+f_{\text{Rx}}} + \underbrace{z_{\text{TxL}}^*(t)z_{\text{Rx}}^*(t)}_{-f_{\text{Tx}}-f_{\text{Rx}}} \right] \\
 & + \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{2} \left[\underbrace{z_{\text{Rx}}(t)z_{\text{Rx}}^*(t)}_{\text{Bande de base}} + \underbrace{z_{\text{TxL}}^*(t)z_{\text{Rx}}(t)}_{-f_{\text{Tx}}+f_{\text{Rx}}} + \underbrace{z_{\text{TxL}}(t)z_{\text{Rx}}^*(t)}_{f_{\text{Tx}}-f_{\text{Rx}}} \right] .
 \end{aligned}$$

La plupart de ces signaux ne vont pas impacter le signal utile et les termes qui vont polluer le signal sont les termes situés en bande de base, puisqu'ils vont fuir au niveau de l'étage de démodulation. Dans le cas de (1.29), on aura donc les termes d'ordre II du signal utile et du signal polluant provenant du duplexeur.

En effet, dans le cas du formalisme FDD décrit dans la partie 1.1.1.1, l'écart entre la fréquence porteuse de réception et la fréquence porteuse d'émission implique que les termes en $(f_{\text{Rx}} \pm f_{\text{Tx}})$ seront en dehors de la bande de réception et donc rejetés par le filtre passe bas en aval de l'étage de démodulation.

Ainsi, le terme de pollution associé au Tx Leakage (qui va impacter le signal en aval), peut finalement être défini comme étant :

$$s_{\text{TxL}[\text{LNA}]}(t) = \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{2} [z_{\text{TxL}}(t)z_{\text{TxL}}^*(t)] = \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{2} |s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}(t)|^2 . \quad (1.29)$$

Fuite au niveau du démodulateur

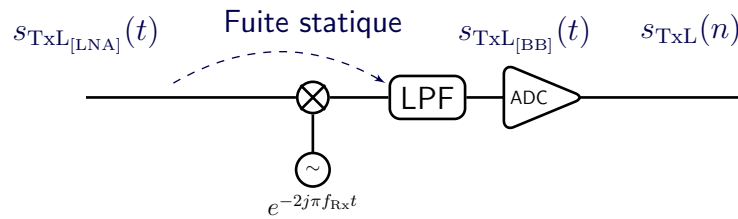


FIGURE 1.11 – Synoptique de l'apparition du couplage au niveau de l'oscillateur

Comme montré sur la figure 1.11, un couplage apparaît entre l'entrée du démodulateur et la sortie de celui-ci. En conséquence, en plus de la démodulation classique, s'ajoute les termes qui sont déjà présents en bande de base et qui apparaissent du fait de ce couplage [Razavi, 1997].

La fuite est supposée statique, mais ne sera pas identique sur les deux voies de la démodulation, le gain associé au couplage est donc complexe. Par ailleurs, il faut prendre en compte ici l'impact de la chaîne de réception, en ajoutant l'effet du filtre passe-bas $h_{\text{Rx}}(t)$

qui se situe en aval du mélangeur. Le signal en entrée du filtre passe-bas qui est en bande de base et qui va donc polluer le signal d'intérêt est donc, à partir de (1.29),

$$s_{\text{TxL}[\text{BB}]}(t) = g_{\text{OL}} \cdot h_{\text{Rx}}(t) * \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{2} |s_{\text{TxL}[\text{Rx}]}(t)|^2, \quad (1.30)$$

où $*$ dénote la convolution et g_{OL} l'amplitude du gain statique de couplage de l'étage de démodulation. Dans la suite, on suppose que l'on maîtrise le filtre de réception, de manière à pouvoir le régénérer dans son équivalent numérique. Ce filtre sera utilisé dans l'étape de génération de la référence et utilisé pour la compensation.

1.2.3.4 Modèle bande de base numérique

Comme pour les parties précédentes, c'est le modèle numérique du signal de pollution qui nous intéresse, puisque la compensation se déroule dans la partie numérique. En supposant un convertisseur analogique numérique parfait (cf partie 1.1.1.3), le signal effectivement polluant en bande de base correspond à l'échantillonnage au cadencement de l'étage de réception du signal décrit dans (1.30), que l'on peut écrire

$$s_{\text{TxL}}(n) = \left[s_{\text{TxL}[\text{BB}]}(t) \right]_{t=nT_{\text{Rx}}}. \quad (1.31)$$

Le modèle décrit dans l'équation précédente est très générique, et dans le cadre de cette thèse, on rappelle les hypothèses qui ont été réalisées et qui permettent d'extraire le modèle d'intérêt :

- ★ Le duplexeur est supposé non sélectif en fréquence, impliquant un modèle équivalent scalaire et non convolutif,
- ★ L'amplificateur de la chaîne de réception est supposé non idéal, avec une non-linéarité instantanée d'ordre II et sans effet mémoire,
- ★ Un couplage au niveau du démodulateur IQ introduit une fuite statique entraînant une fuite des signaux bande de base issus de la non-linéarité d'ordre II,

Sous ces hypothèses, il y a un lien direct entre le signal polluant bande de base $s_{\text{TxL}[\text{BB}]}$ et le signal transmis $s_{\text{Tx}}(t)$, du fait notamment des différents modèles pris en compte. En effet, du fait du modèle du duplexeur, du LNA et de la fuite du démodulateur, tous scalaires, le signal de pollution bande de base est directement le signal de transmission, qui subit une non-linéarité d'ordre II.

Si le signal de pollution correspond au signal transmis ayant subi une non-linéarité d'ordre II, il est également retardé d'un retard Δ par rapport à une référence du signal transmis dans le chemin Tx. Ce retard est dû au temps de traitement dans les deux chaînes, c'est-à-dire au temps de propagation, et aux retards potentiels induits par les blocs analogiques et numériques de la chaîne (sur le chemin Tx et le chemin Rx).

On introduit $\beta_{\text{TxL}}(t)$ le gain complexe issu du duplexeur (supposé plat en fréquence) et de la chaîne Rx (amplificateur et fuite du démodulateur). Le modèle prenant en compte ce retard s'écrit :

$$s_{\text{TxL}}(n) = \left[\beta_{\text{TxL}}(t) \cdot h_{\text{Rx}}(t - \Delta) * |s_{\text{Tx}}(t - \Delta)|^2 \right]_{t=nT_{\text{Rx}}}. \quad (1.32)$$

En discrétisant le gain du canal équivalent, il vient :

$$s_{\text{TxL}}(n) = \beta_{\text{TxL}}(n) [h_{\text{Rx}}(t - \Delta) * |s_{\text{Tx}}(t - \Delta)|^2]_{t=nT_{\text{Rx}}} . \quad (1.33)$$

En introduisant $s_{\text{TxI}}(t)$ et $s_{\text{TxQ}}(t)$ les composantes bande de base en phase et en quadrature du signal transmis, on peut exprimer le modèle de pollution comme étant :

$$s_{\text{TxL}}(n) = \beta_{\text{TxL}}(n) \left[h_{\text{Rx}}(t - \Delta) * (s_{\text{TxI}}^2(t - \Delta) + s_{\text{TxQ}}^2(t - \Delta)) \right]_{t=nT_{\text{Rx}}} . \quad (1.34)$$

Les stratégies de compensation numérique utilisent une référence pour obtenir une image du canal de pollution. Cette référence est basée à partir des échantillons numériques de transmission, en phase et en quadrature, et du filtre utilisé dans l'étage de réception. On synthétise donc une référence $u_{\text{TxL}}(n)$ qui s'exprime comme étant :

$$u_{\text{TxL}}(n) = \left[h_{\text{Rx}}(t - \Delta) * (s_{\text{TxI}}^2(t) + s_{\text{TxQ}}^2(t)) \right]_{t=nT_{\text{Rx}}} . \quad (1.35)$$

Cette référence est générée de manière à être échantillonnée au temps échantillon de l'étage de réception. Il faudra donc pour avoir une référence parfaitement alignée, décaler cette référence du retard Δ . Ce retard peut être décomposé selon une partie entière D de temps symbole de réception T_{Rx} et une partie fractionnaire δ :

$$\Delta = D \times T_{\text{Rx}} + \delta . \quad (1.36)$$

Le modèle de pollution exprimé à partir de la référence prend alors la forme

$$s_{\text{TxL}}(n) = \beta_{\text{TxL}}(n) \times u_{\text{TxL}}(n - D, \delta) , \quad (1.37)$$

où $u_{\text{TxL}}(n - D, \delta)$ correspond à la référence retardée d'un retard entier D et d'un retard fractionnaire δ . La référence (générée pour la structure de compensation présente dans l'étage de réception) est donc synthétisée dans le bloc présenté sur la figure 1.9. En pratique, elle est générée directement à partir des échantillons numériques bande de base de transmission et peut nécessiter des traitements intermédiaires (interpolation, filtrage, décimation) de manière à obtenir (1.35)³.

Dans le cas du modèle présenté dans (1.37), il est nécessaire d'estimer le canal équivalent représenté par le coefficient complexe $\beta_{\text{TxL}}(n)$ et le retard représenté par sa partie entière D et sa partie fractionnaire δ .

1.2.3.5 Stratégies de compensation

Il y a dans la littérature principalement une école contributrice, celle de Frotzsch, qui propose des modèles différents (canal équivalent scalaire et exponentiel principalement) et des stratégies adaptées aux modèles [Frotzsch and Fettweis, 2008a, Frotzsch and Fettweis, 2008b, Frotzsch et al., 2009, Frotzsch and Fettweis, 2009b, Frotzsch and Fettweis, 2009a, Frotzsch and Fettweis, 2009c, Frotzsch and Fettweis, 2012] . Il est à

3. Ainsi, au delà de la synthèse du filtre de réception dans l'étape de génération de la référence, l'idée sous-jacente est d'être capable de générer une référence de manière à ce qu'il ne reste que l'impact du duplexeur et le retard de la chaîne dans le processus d'estimation. Ainsi, cette étape est directement liée à l'architecture du récepteur et en particulier des ratios entre la bande du signal transmis et celle du signal reçu.

noter que l'école finlandaise travaille depuis un temps relativement court sur cette problématique [Kiayani et al., 2013]. Il s'agit des principales sources de compensation purement numérique, d'autres papiers proposant des stratégies d'atténuation analogiques par recombinaison du chemin de transmission et du chemin de réception. [Laursen, 1999, Faulkner, 2002, Lee et al., 2013].

Les méthodes numériques utilisées, pour l'estimation du canal de pollution dépendent alors directement du modèle initial bande de base. Elles sont essentiellement basées sur des approches Least Mean Square LMS pour les modèles scalaires [Frotzschner and Fettweis, 2008b, Lederer and Huemer, 2012] et Least Square (LS) pour les modèles plus généraux [Frotzschner and Fettweis, 2009a, Kiayani et al., 2013].

Le point commun dans l'ensemble des méthodes numériques de compensation du Tx Leakage est l'utilisation d'une référence, image du signal polluant en bande de base, générée à partir des échantillons numériques de l'étage de transmission. C'est un point commun que nous partageons pour la création des méthodes, puisque le signal $u_{\text{TxL}}(n)$ est généré via l'étage présenté sur la figure 1.9.

C'est par ailleurs le point clef de l'évolutivité de notre modèle, puisque les méthodes proposées sont dépendantes de la référence $u_{\text{TxL}}(n)$, mais indépendante de la manière dont $u_{\text{TxL}}(n)$ est générée. En d'autres termes, la prise en compte de modèles plus complexes, ou de l'impact d'autres éléments de la chaîne (typiquement des filtres additionnels) peut se faire dans la synthèse de la référence, en émulant - par exemple via l'intermédiaire de filtres numériques - une partie des traitements que subit le signal de transmission dans la chaîne de réception.

Enfin, le modèle de pollution présenté dans (1.37) présente un coefficient de pollution complexe $\beta_{\text{TxL}}(n)$ variant au cours du temps, ce qui n'est pas pris en compte dans la littérature. En effet, l'isolation du duplexeur est amené à varier au cours du temps, du fait de facteurs thermiques [Larson et al., 2000], ou d'une variation de champ magnétique induite par le milieu voire par l'utilisateur [Frotzschner et al., 2009]. En conséquence, cette variation, quoique extrêmement lente vis-à-vis du temps symbole [Frotzschner et al., 2009] peut potentiellement altérer le fonctionnement des algorithmes et doit être prise en compte.

1.3 Conclusion du chapitre

Au cours de ce premier chapitre, on a introduit le contexte des architectures d'émission-réception classique, qui présentent différents composants, numériques et analogiques, permettant la réception et le décodage des données. Les dernières générations de ces chaînes utilisent des architectures de plus en plus évolutives, complexes et subissant des contraintes de conception de plus en plus fortes.

En conséquence, des interférences créées par le propre terminal peuvent entraîner des pollutions du signal de réception et impacter les algorithmes de décodage. Ces interférences étant préjudiciables pour le décodage et donc les performances de la chaîne, des straté-

gies de compensation doivent être envisagées. Le paradigme de la « radio sale » consiste à accepter la pollution du signal d'intérêt mais de combiner des stratégies de modélisation et de compensation dans le domaine numérique pour limiter l'impact de la pollution.

On a donc introduit dans ce chapitre le cœur du contexte de la thèse ainsi que le premier aspect méthodologique nécessaire à l'établissement de structures de compensation de ces interférences : celui de la modélisation numérique des pollutions analogiques. Deux interférences ont été plus particulièrement étudiées : les spurs qui sont des pollutions harmoniques dont l'origine est la fuite des horloges et le Tx leakage, qui est une pollution de l'étage de transmission sur l'étage de réception.

Les spurs se caractérisent par l'ajout au signal d'intérêt d'harmoniques (situées à des multiples des fréquences des horloges) à des fréquences qui sont *a priori* connues. Ces harmoniques hautes fréquences sont ajoutées au signal d'intérêt et lors de l'étape de démodulation si les multiples des horloges appartiennent à la bande de fréquence du signal reçu. Afin de modéliser plus finement l'impact de la chaîne (et notamment l'impact de la démodulation), une incertitude sur la localisation de la fréquence est prise en compte ainsi que la présence de bruit de phase. Une analyse des solutions de compensation proposées dans la littérature, principalement basées sur des approches analogiques, a été réalisée, et une étude complète des performances d'un supprimeur numérique de spurs sera présentée dans le chapitre 4.

Dans le contexte des chaînes FDD, du fait du partage de l'antenne entre l'émission et la réception (par l'intermédiaire d'un duplexeur) l'étage de transmission peut fuir dans l'étage de réception. Si cela ne suffit pas pour entraîner une pollution du signal utile, la non-linéarité des composants d'amplification induit une pollution du signal reçu par une image du signal transmis. Au cours de ce chapitre, on a proposé un modèle de pollution basé sur l'impact de la pollution analogique et on a fait certaines hypothèses sur la nature de la pollution, en particulier sur l'impact global de la chaîne (modèle de canal scalaire, variant dans le temps). On a proposé une étude succincte des solutions apportées par la littérature principalement basées sur des stratégies associées aux modèles de canal équivalent choisis. Dans le chapitre 4, on proposera une étude du supprimeur de Tx Leakage, basé notamment sur l'inclusion du retard induit par la chaîne dans le modèle.

Enfin, de manière générale, les modèles numériques associés aux pollutions sont généralement simples et permettent la création de méthodes numériques de compensation. Cependant, les algorithmes doivent vérifier un certain nombre de propriétés associées aux fait qu'ils sont dans une architecture embarquée, temps réel, échantillonnée à la fréquence d'échantillonnage nécessaire à la réception. Dans le chapitre suivant, on présente les propriétés requises et on extrait une famille d'algorithmes adaptée au contexte de la thèse : celui des algorithmes adaptatifs stochastiques.

Chapitre 2

Objectifs, Méthodologie & Solutions algorithmiques

Sommaire

2.1	Méthodologie, critères, contraintes	34
2.1.1	Méthodologie	34
2.1.2	Propriétés des algorithmes adaptés aux architectures matérielles visées	35
2.1.3	Critères de performances	37
2.2	Structures stochastiques à pas auto-adaptatif.	39
2.2.1	Algorithme à pas constant	39
2.2.2	Caractérisation du problème	40
2.2.3	Algorithme auto-adaptatif proposé	41
2.2.3.1	Principe de la sur-couche	41
2.2.3.2	Choix de la fonction de charge	43
2.2.3.3	Paramétrisation des constantes de l'algorithme	44
2.2.3.4	Comportement de l'algorithme	49
2.2.4	Comparaison avec l'état de l'art	51
2.2.4.1	Algorithme RLS à pondération exponentielle	52
2.2.4.2	Algorithme en $1/n$ borné	53
2.2.4.3	Algorithme de Mathews	54
2.2.4.4	Algorithme à pas adaptatif d'Aboulnasr	55
2.2.4.5	Algorithme d'Evans	56
2.2.4.6	Comparaison des méthodes	58
2.3	Conclusion du chapitre	60

Dans le premier chapitre, on a introduit le contexte dans lequel la thèse s'inscrit et on a présenté les modèles numériques des auto-interférences considérées que sont les spurs et le Tx Leakage. La présentation des modèles ainsi que des stratégies couramment utilisées dans la littérature pointent l'importance du choix de la méthode de compensation. Outre une adéquation nécessaire au modèle numérique initial, la structure de compensation se doit, par construction, d'être efficiente ; c'est-à-dire ne pas uniquement garantir de bonnes performances asymptotiques mais également vérifier certaines propriétés qui lui permettront une bonne configurabilité ainsi qu'une bonne implémentabilité dans des terminaux

(temps réel).

Au cours de ce chapitre, on va dans un premier temps énoncer les règles auxquelles doivent se soumettre les architectures de compensation. On montrera que les structures de gradient stochastique sont tout à fait adaptées à ce formalisme et on étudiera dans un second temps un moyen de rendre ces structures plus rapides, en réduisant le temps de convergence par un système de sur-couche adaptative que l'on comparera à des stratégies utilisées dans la littérature.

Nos contributions principales associées à ce chapitre sont les suivantes :

- ✕ Proposition d'une méthodologie en quatre étapes pour l'élaboration et l'étude de structures de compensation d'interférences auto-générées.
- ✕ Proposition, analyse et paramétrisation d'un système de sur-couche de pas auto-adaptative dédiée à des algorithmes de descente de gradient permettant de limiter la phase transitionnelle tout en maintenant une performance asymptotique prédictible. On compare par ailleurs la sur-couche proposée avec différentes solutions de l'état de l'art.

2.1 Méthodologie, critères, contraintes

Dans cette partie, on présente l'approche méthodologique adoptée pour l'élaboration de structures de compensation des auto-interférences. Cette méthodologie implique de devoir respecter certaines règles liées au contexte d'implémentation, notamment dans l'élaboration des algorithmes. On présentera ensuite les contraintes liées à l'architecture matérielle. Enfin, on présentera les critères de performance que doivent respecter les méthodes et en particulier la nécessité de prendre en compte le régime transitionnel.

2.1.1 Méthodologie

Ce manuscrit de thèse présente une approche de suppression numérique des auto-interférences qui surviennent dans une architecture émission-réception. L'objectif étant la création et l'étude de structures de compensation efficaces, on propose pour réaliser cet objectif une méthodologie qui s'articule en 4 étapes :

1. La première étape, qui est décrite dans le chapitre 1, correspond à la mise en place des modèles numériques associés aux pollutions analogiques. Ces modèles prennent à la fois en compte les connaissances associées aux imperfections ainsi que les incertitudes matérielles inhérentes aux composants. Enfin, de ces modèles découlent une paramétrisation des caractéristiques des pollutions rencontrées et des caractéristiques des interférences.
2. La seconde étape est la mise en place d'algorithmes de compensation adaptés à l'interférence étudiée et qui vérifie les critères architecturaux précisés dans la partie 2.1.2. Pour être efficaces, les algorithmes doivent s'appuyer sur les modèles numériques initiaux, et en particulier s'aider des connaissances *a priori* (utilisation des signaux de référence, de la connaissance de certains paramètres, ...). Pour les méthodes décrites dans ce manuscrit, l'algorithme sera caractérisé par son point de

fonctionnement (ou son pas) dont le dimensionnement est fondamental pour garantir le bon fonctionnement de la méthode.

3. La troisième étape est l'analyse des performances des algorithmes mis en place, et en particulier, le calcul des performances théoriques asymptotiques et transitionnelles des méthodes dérivées. Ce calcul de performance, qui va dépendre de la paramétrisation du modèle, est central car il va permettre d'en déduire la plage de fonctionnement adapté à l'algorithme (et en particulier son point de fonctionnement asymptotique optimal) et de caractériser le fonctionnement de la structure de compensation dans son ensemble. A partir de ces formules, la plage du point de fonctionnement de l'algorithme pourra être aisément dimensionné pour respecter certains critères, que l'on décrira dans la partie suivante.
4. La dernière étape est l'étape de validation qui prend une triple forme : d'abord la validation des expressions théoriques par l'intermédiaire de simulations purement numériques, fidèles aux modèles initialement proposés. Ensuite la mise en évidence des liens existants entre la paramétrisation numérique effectuée et des paramètres physiques liés à des composants matériels. Enfin la validation dans un contexte réel sur des signaux issus de composants électroniques disposant d'une partie analogique dans laquelle est susceptible de survenir ces interférences.

Cette méthodologie en quatre étapes permet de bâtir un modèle numérique, d'en déduire une méthode dont les performances sont calculées et de valider le modèle et l'approche de compensation. Par ailleurs, grâce à l'étape d'analyse des performances de l'algorithme, qui est l'étape principale dans les travaux décrits dans ce manuscrit, on sera capable d'entièrement prédire les performances et le comportement des méthodes, ce qui permet facilement de paramétrer et d'appliquer les structures de compensation, pour des critères de performances spécifiques, ou selon une paramétrisation physique déterminée (puisque le lien avec les paramètres numériques associés est réalisé). L'analyse et les résultats décrits dans les chapitres suivants sont donc généraux et peuvent être appliqués ensuite à des cas particuliers (norme, standard, intégration physique spécifique, ...).

2.1.2 Propriétés des algorithmes adaptés aux architectures matérielles visées

Les émetteurs-récepteurs RF sont embarqués et par conséquent les architectures de compensation numériques des auto-interférences, auront des ressources (énergétiques et mémorielles) potentiellement limitées, ce qui contraint en partie le choix des méthodologies associées. Par ailleurs, le paradigme de la radio sale dans lequel ces travaux s'inscrivent conduit à l'apparition des pollutions en bande de base pour relâcher les contraintes de design, ce qui implique implicitement l'utilisation de méthodes de compensation les moins contraignantes possibles, que ce soit en ressources, en complexité, ...

Ainsi, puisque l'on souhaite que les auto-interférences après compensation numérique ne dégradent pas les performances ; ainsi que des algorithmes de compensation qui ont un

impact minime sur la chaîne complète, on peut donc prendre conscience que l'élaboration de méthodes simples mais néanmoins efficaces sera centrale pour une bonne viabilité de ces systèmes. Ainsi, on ne cherchera pas nécessairement une optimalité en performance, mais on regardera l'efficacité de la méthode, qui prend également en compte des aspects de complexité et d'implémentabilité.

Ainsi, les algorithmes devront respecter les propriétés suivantes :

- Avoir une structure **en ligne** : on dira qu'un algorithme a une structure en ligne si à chaque temps élémentaire, où l'on dispose d'un échantillon d'entrée $d(n)$, on génère un échantillon de sortie $e(n)$ qui correspond à l'échantillon $d(n)$ (ou $d(n - k)$ avec le retard induit par l'algorithme) auquel est appliqué le processus de compensation. En d'autres termes, la chaîne a une latence quasi-nulle. Il est à noter qu'en pratique, la chaîne complète (constituée de l'ensemble des blocs de compensation) aura un retard de l'ordre de quelques échantillons, nécessaire à l'extraction des paramètres centraux au bon fonctionnement des algorithmes. Toutefois, le retard induit par la compensation des auto-interférences doit être négligeable devant le retard induit par les autres blocs de la chaîne, en particulier des blocs de décodage.
- Avoir une formulation **récursive** : l'échantillon de compensation $e(n)$ s'exprime en fonction des itérations précédentes, avec la mise à jour éventuelle de paramètres de fonctionnement de l'algorithme. Ceci permet d'avoir une complexité répartie au cours du temps ainsi qu'une implémentation matérielle plus aisée. Ce type d'architecture s'oppose par exemple aux architectures par blocs, où la mise à jour des paramètres ne se fait qu'à certains moments précis.
- N'être constitué que d'opération d'additions et de multiplications : afin de limiter la complexité, notamment lors de l'implémentation, l'algorithme ne doit pas avoir de division dont l'architecture matérielle associée est plus lourde que les autres [Soderquist and Leeser, 1997]. Les divisions acceptées ne seront réalisées que par des puissances de 2, ce qui correspond à un décalage à droite des bits.
- La méthode doit être capable de réagir à des brusque **reconfigurations** de la RF. En effet, le signal utile reçu peut être amené à subir des variations de puissance importantes, qui sont contrebalancées par le contrôleur automatique de gain, qui a pour rôle de restituer un signal en entrée qui occupe la majeure partie de la plage binaire associée à l'étape de quantification. Or, les signaux issus des auto-interférences, qui viennent le plus souvent s'ajouter au signal utile, seront eux aussi impactés par le contrôle du gain du système. Par ailleurs, dans les architectures étudiées, le contrôle du gain du signal n'est pas linéaire mais par plages [Hsieh et al., 2007] et ainsi, si la puissance du signal reçu est modifiée de manière à changer le gain du contrôleur, on sera amené à rencontrer une brusque variation des paramètres de l'interférent qui sera lui aussi impacté par le contrôleur. Dans nos systèmes, on supposera que l'on ne dispose pas de l'information associée à la reconfiguration, ce qui signifie que les algorithmes doivent être capables de réagir automatiquement à une modification brutale des paramètres des pollutions. On montre un exemple de reconfiguration dans une architecture de radio logicielle dans la partie 5.2.1.5.

Ces conditions au niveau de l'architecture des algorithmes limitent donc le choix final des algorithmes utilisés. Par exemple, si les modèles numériques décrits dans le chapitre 1 sont linéaires (relativement à la référence générée), l'utilisation d'un filtre de Kalman, qui

est optimal sous la condition de gaussianité, ne pourra être effectuée, le filtre ne vérifiant pas la condition de faible complexité, du fait du calcul de l'inverse de la covariance de l'innovation dans le calcul du gain.

2.1.3 Critères de performances

Comme précisé dans l'introduction, le contexte d'utilisation des émetteurs-récepteurs aujourd'hui est multi-standard, c'est-à-dire que l'on sera amené à devoir supporter des signaux de formes très différentes, avec débits théoriques également divers. En conséquence, en termes d'auto-interférences, on sera amené à rencontrer des niveaux de pollutions hétérogènes et le besoin de compensation sera directement lié à une configuration donnée. Par exemple, le besoin de compensation sera différent si le récepteur se situe loin de la station de base (impliquant une mauvaise réception du signal et des débits pratiques assez faibles) ou s'il se situe dans un contexte favorable (impliquant l'utilisation de constellations de plus grandes tailles).

Dans la méthodologie précédemment décrite, la troisième étape consiste à analyser les performances de la structure de compensation de l'auto-interférence choisie. En particulier, on cherchera à vérifier des critères de performances et l'objectif est de lier le pas de l'algorithme aux critères en question.

Critère de performance asymptotique :

Le premier critère est donc un critère de performance asymptotique à atteindre, c'est-à-dire qu'il faut que la structure, une fois qu'elle a convergé, rejette l'interférence à un niveau acceptable. En théorie, on pourrait souhaiter que l'erreur résiduelle tende vers zéro pour garantir une annulation totale, mais on verra dans les chapitres suivants que les performances ne peuvent pas en général dépasser un certain seuil, défini comment étant les performances maximales atteignables associées aux modélisations numériques utilisées.

Critère de performance transitionnelle :

Les architectures que l'on traite sont temps réel, et l'on doit être amené à réaliser la compensation de ces interférences dans un temps imparti, généralement de l'ordre de quelques trames voire de quelques échantillons. Par conséquent, le critère asymptotique ne suffit pas à garantir un bon comportement global de l'algorithme, puisque ce critère correspond aux performances obtenues dans un cas limite (le temps qui tend vers l'infini).

Or, le régime transitionnel de l'algorithme, c'est-à-dire l'évolution de l'interférence compensée au cours des premiers échantillons traités, est un point clef dans l'élaboration des méthodes. En effet, les pollutions altèrent les performances en terme de taux d'erreur, mais peuvent également interférer sur le comportement des algorithmes en aval de la chaîne de réception. Ainsi, certains algorithmes, en particulier liés au décodage ne pourront fonctionner (ou donner une estimation fiable) tant que le niveau des interférences n'est pas suffisamment bas (algorithmes de sélection de fenêtre, de synchronisation, ...).

Ainsi, d'excellentes performances asymptotiques au bout d'un temps très long ne pourront donner lieu à un dimensionnement satisfaisant et il convient d'ajouter un critère de performances transitionnelles, c'est-à-dire un niveau de réjection moyen de l'interférence à un certain seuil, au bout d'un certain temps. Ce seuil est moins contraignant que le seuil associé à la performance asymptotique voulue, puisqu'il garantit juste le bon fonctionnement des blocs en aval de la chaîne de réception.

Ainsi, les courbes de performances théoriques que l'on donnera nous permettront de donner un point de fonctionnement qui puisse garantir le respect des performances asymptotiques et transitionnelles et, de fait, permet l'application des méthodes à des contextes très divers. En effet, raisonner de manière absolue en performance (c'est-à-dire en visant un niveau fixé quelque soit le système) n'a pas forcément de sens en soi, puisque rien ne garantit un cahier des charges unique selon les normes et les standards adoptés. De fait, il est nécessaire d'utiliser des méthodes dont les performances sont prédictibles et calculables théoriquement afin de pouvoir leur appliquer ces critères.

Un exemple de courbe de performance typique est présenté sur la figure 2.1, où le Rapport Signal sur Interférence (RSI) est représenté en fonction du nombre d'itérations (on introduira le RSI dans la partie 2.2.3.4), en sachant que les performances ici représentées en décibel sont d'autant meilleures que la valeur du RSI est importante. On remarque donc la présence d'un régime transitionnel (correspondant à la phase de convergence de l'algorithme) qui laisse place à un régime asymptotique (les performances rejoignent un niveau de performance asymptotique constant) ainsi qu'une reconfiguration du système. On présente sur la figure le critère transitionnel ainsi que le critère asymptotique. On remarque ainsi que pour l'exemple présenté, l'algorithme utilisé satisfait le critère en performance asymptotique, mais qu'il est trop lent puisqu'il ne satisfait pas le critère en performance transitionnelle.

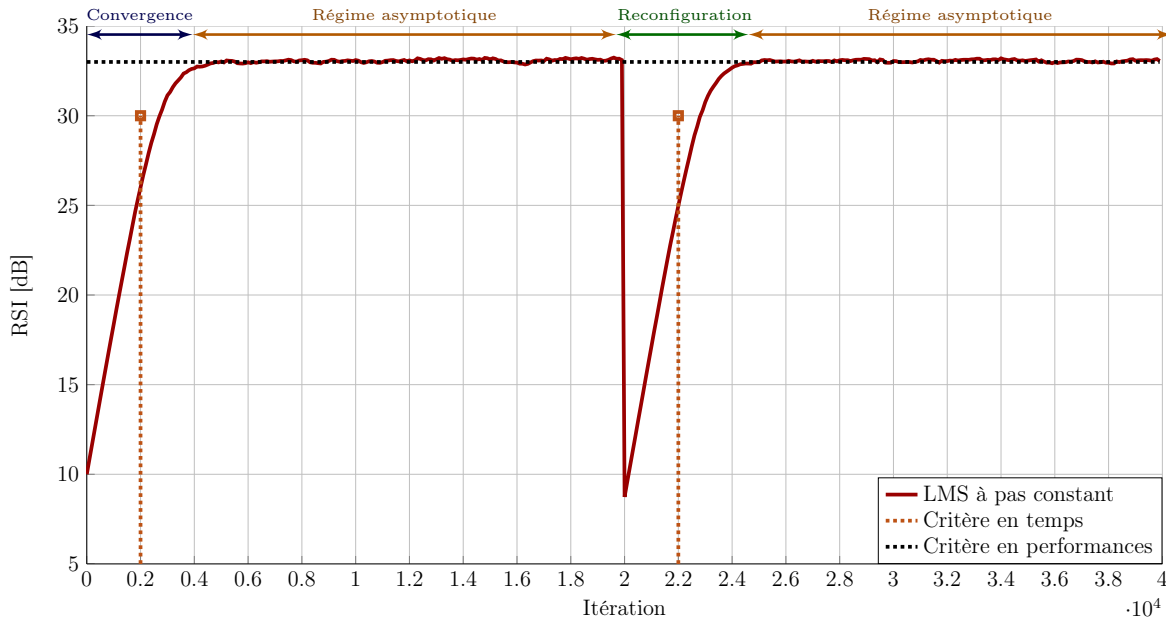


FIGURE 2.1 – Exemple de l'évolution des performances d'un algorithme au cours du temps, avec la présence du régime transitionnel et du régime asymptotique. On place sur la figure les critères en performances asymptotiques (à 33dB) et transitionnel (30 dB à 2000 itérations) pour mettre en évidence les pré-requis que doivent satisfaire les méthodes.

2.2 Structures stochastiques à pas auto-adaptatif.

Dans les parties précédentes, on a expliqué la méthodologie utilisée pour l'étude des structures de compensation numériques, impliquant la présence de contraintes algorithmiques fortes, ainsi que de critères à respecter pour valider le comportement de nos méthodes. En particulier, les stratégies d'estimation se doivent d'être les plus simples possibles et leurs performances théoriques doivent être calculables afin de pouvoir paramétrer l'algorithme selon les critères qui ont été fixés.

2.2.1 Algorithme à pas constant

De nombreuses stratégies, d'estimation et de suppression d'interférences, vérifient les conditions précédentes peuvent être choisies, mais l'utilisation de structures d'estimation par algorithme du gradient stochastique est plus particulièrement adaptée au contexte dans lequel on s'inscrit notamment par sa simplicité, sa robustesse ainsi que par la prédictibilité de son comportement (transitionnel et asymptotique). Elle consiste à la minimisation récursive d'une fonction de coût, en appliquant un facteur de gain μ à l'expression de la dérivée instantanée du critère relativement au paramètre d'estimation (contexte de l'approximation stochastique).

Dans le cadre des travaux réalisés dans ce manuscrit, le modèle d'observation est constitué d'un signal utile $x(n)$ pollué par un signal $s(n)$ (dont le modèle est directement issu des modèles du chapitre 1) et le signal observé $d(n)$ s'exprime comme étant :

$$d(n) = x(n) + s(n) . \quad (2.1)$$

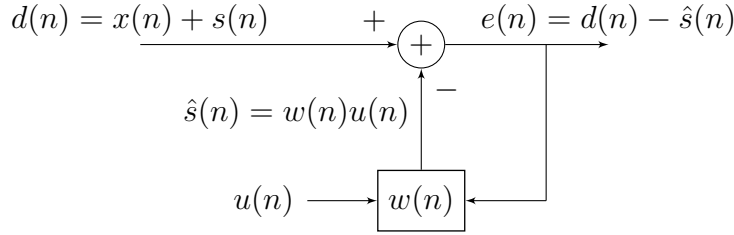
La structure de compensation qui est donc en ligne cherche à réaliser une estimation du polluant, noté $\hat{s}(n)$ et à le soustraire à l'estimation courante

$$e(n) = d(n) - \hat{s}(n) . \quad (2.2)$$

On se retrouve donc dans le contexte bien connu du supprimeur de bruit, qui a fait l'objet de multiples études, souvent anciennes, au niveau de la structure, de la convergence et des performances asymptotiques dans différents contextes [Glover, 1977, Elliott and Darlington, 1985, Bershad and Macchi, 1991, Moreau and Macchi, 1993, ...] Pour réaliser l'estimation, la fonction de coût utilisée est la puissance du signal de sortie (qui correspond à un signal d'erreur auquel s'ajoute dans notre cas, le signal utile $x(n)$ présent dans l'observation $d(n)$) de l'algorithme [qui, dans le cas d'une compensation parfaite, correspond à la puissance du signal utile]. Par ailleurs, les algorithmes sont pilotés par une référence $u(n)$, qui est une image partielle du pollueur, construite dans l'objectif notamment de limiter le nombre de paramètres à estimer associés au pollueur à compenser. Le problème d'estimation revient donc à estimer un coefficient $w(n)$ récursivement, et le synoptique du système de compensation est présenté figure 2.2.

On se trouve donc dans le cas particulier d'un algorithme LMS piloté par une référence et la fonction de coût s'exprime de fait de la façon suivante :

$$J_n(w) = E[|e(n)|^2] . \quad (2.3)$$

FIGURE 2.2 – *Synoptique de la structure de compensation*

On applique un algorithme de gradient stochastique, qui correspond donc à amener par récurrence le coefficient $w(n)$ vers la solution optimale, qui, dans le cas des modèles considérés dans cette thèse, varie au cours du temps. La mise à jour du coefficient est alors la suivante [Brossier, 1997] :

$$w(n+1) = w(n) - \mu \cdot \nabla_w J_n(w) , \quad (2.4)$$

où μ est le pas de l'algorithme et sa plage de fonctionnement est à spécifier selon le contexte dans lequel on s'inscrit.

On se place dans le cadre de l'approximation stochastique, ce qui consiste à utiliser la puissance instantanée du signal de sortie en fonction de coût ($J(n) = |e(n)|^2$), ce qui nous donne finalement l'expression récursive et bien connue de l'algorithme LMS, tel que défini par Widrow [Widrow et al., 1975] :

$$\begin{aligned} \hat{s}(n) &= w(n) \cdot u(n) \\ e(n) &= d(n) - \hat{s}(n) \\ w(n+1) &= w(n) + \mu \cdot u^*(n) \cdot e(n) . \end{aligned} \quad (2.5)$$

2.2.2 Caractérisation du problème

Comme précisé dans la partie précédente, si la simplicité et la robustesse sont les principaux atouts des méthodes stochastiques, et en particulier des méthodes LMS, leur fonctionnement est entièrement caractérisé par la valeur du pas μ qui va dicter les performances transitionnelles et asymptotiques. De fait, on devra être amené à trouver un point de fonctionnement qui puisse satisfaire de manière simultanée les deux critères préalablement énoncés.

Or il est connu qu'il y a un compromis entre la vitesse de convergence de la méthode (qui augmente avec la valeur du pas) et la précision de l'estimation asymptotique (qui diminue avec la valeur du pas). En conséquence, la validation de critères avec une unique valeur de pas peut se révéler impossible (on montrera un exemple de problème de configuration du pas dans la partie 3.2.5).

En conservant la structure stochastique, la solution pour palier à ce problème est d'utiliser un système de pas variant dans le temps en utilisant des valeurs de pas importantes lors du régime transitionnel et des valeurs faibles une fois la convergence atteinte. Pour

estimer un paramètre statique¹, l'évolution optimale du pas est en $1/n$ [Benveniste and Metivier, 1991], mais ce type de solution pose au moins deux problèmes majeurs :

- ▶ l'algorithme n'est quasiment pas capable de suivre une évolution temporelle de la solution optimale,
- ▶ ce type de stratégie ne sera valable qu'en convergence initiale. En cas de reconfiguration brusque dans le récepteur, l'algorithme aura en effet un temps de réaction très long, associé à la valeur très faible du pas.

On se propose donc de développer une méthode en sur-couche qui puisse garantir une évolution satisfaisante du pas et ceci de manière auto-adaptative. La méthode doit vérifier les caractéristiques suivantes pour être efficace :

- Le système auto-adaptatif doit être en sur-couche, c'est-à-dire que l'évolution du pas ne doit pas modifier la structure initiale définie dans (2.5), mais doit s'ajouter par l'intermédiaire d'équations indépendantes. L'avantage d'une telle structure est de pouvoir gagner en granularité sur la complexité algorithmique, puisque le système d'ajustement du pas peut être désactivé à la demande, sans altérer le fonctionnement ni la structure du processus d'estimation initial.
- Le système auto-adaptatif doit être aussi robuste que la méthode de gradient initiale : outre le fait que la convergence doit être assurée, le comportement du pas doit suivre celui de l'évolution de la solution à estimer. En particulier, puisque le pas subira des variations (associées aux potentielles reconfigurations), il est nécessaire de contrôler le nombre de fausses alarmes associées à une détection erronée d'une reconfiguration.
- Lors de l'analyse des performances du système, on montrera le lien entre performances et valeurs du pas. Afin d'avoir une bonne prédictibilité des performances finales de l'algorithme, il faut, en absence de reconfiguration, que le système auto-adaptatif devienne équivalent à un système LMS à pas fixe, avec un pas fixé. Ainsi, l'objectif du système créé est d'avoir des performances asymptotiques totalement prédictibles, tout en limitant le régime transitionnel associé au choix de la valeur du pas.

2.2.3 Algorithme auto-adaptatif proposé

Dans cette partie, on propose un système de sur-couche adaptative qui vérifie les propriétés requises et on discute du principe de fonctionnement de cette sur-couche ainsi que la manière dont doivent être dimensionnées les constantes pour garantir le fonctionnement attendu.

2.2.3.1 Principe de la sur-couche

L'algorithme à sur-couche auto-adaptative proposé est un algorithme dont la mise à jour du pas est multiplicative et combinée avec un facteur d'oubli exponentiel, ou Multiplicative Update with Forgetting Factor (MUFF).

Le principe de cette sur-couche a été préalablement introduit dans nos travaux concernant un algorithme de séparation de sources dans [Gerzaguet, 2011b] et [Belveze and Gerzaguet, 2013] dans le contexte de la compensation du désappariement phase-quadrature (présenté

1. c'est-à-dire la solution optimale constante

succinctement dans l'annexe F). Nous l'avons ensuite utilisé dans le contexte de l'estimation de canal (cf annexe G et [Gerzaguet et al., 2013c]), pour de l'annulation adaptative de la composante continue (cf annexe E et [Gerzaguet, 2011a], [Pepe, 2012] et [Roth, 2013]), ainsi que pour la suppression adaptative de spurs (cf partie 3.2.5.2 et [Gerzaguet et al., 2014b]).

La formulation générale de la mise à jour du pas est la suivante :

$$\mu_{n+1} = [\mu_n \times (\gamma + \varepsilon \times |G(n)|)]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}, \quad (2.6)$$

où γ est le facteur d'oubli de la méthode ($\gamma < 1$), ε le pas associé à la mise à jour du pas, $G(n)$ est appelée la fonction de charge et contient l'information associée à l'état du système, μ_{\max} est la borne supérieure, placée de manière à assurer la convergence de l'algorithme et μ_{\min} est la borne inférieure (> 0) de la sur-couche adaptative qui permet au pas de ne pas être négatif ou nul, et d'avoir des performances prédictibles. La forme multiplicative de la mise à jour du pas permet au système de converger rapidement après une reconfiguration, puisque la décroissance du pas devient géométrique comme expliqué ci-après.

On souhaite donc, lorsque l'on se rapproche ou que l'on est dans le régime asymptotique (c'est-à-dire avec une erreur d'estimation faible, ou un $w(n)$ faiblement fluctuant autour de w_{opt}) que $|G(n)|$ devienne proche de 0 de manière à ce que $\varepsilon|G(n)|$ soit négligeable. L'évolution du pas sera alors à décroissance géométrique selon $\mu(n+1) \approx \gamma\mu(n)$ et sera stoppée à μ_{\min} . A l'inverse, durant la phase de convergence, ou en cas de reconfigurations, on veut un $\varepsilon|G(n)|$ grand pour avoir une valeur de pas qui augmente et ainsi limiter la phase de convergence.

Un tel système permet la convergence de l'algorithme à partir du moment où le pas maximal est choisit de manière à être inférieur à la limite de stabilité de la méthode [Kushner and Yang, 1995]. En pratique la valeur maximale du pas peut être choisie dans une plage assez large, pourvu que la condition de stabilité soit respectée.

La mise à jour du pas peut être reformulée de la manière suivante :

$$\mu_{n+1} = [\mu_n \times K(n)]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}, \quad (2.7)$$

où

$$K(n) = \gamma + \varepsilon \times |G(n)|. \quad (2.8)$$

Le principe algorithmique derrière la sur-couche est donc simple : la valeur du pas augmente si $K(n) > 1$ [due à une variation brutale de $w(n)$ entraînant une forte valeur de $G(n)$] tandis que si $K(n) < 1$, la valeur du pas décroît de manière géométrique jusqu'à atteindre μ_{\min} .

$K(n)$ doit donc porter l'information associée aux potentielles reconfigurations et doit donc être inférieur à 1 en régime asymptotique, et supérieur à 1 lorsqu'il y a reconfiguration, ou en phase de convergence. Ainsi, si $K(n)$ est bien choisi, la méthode LMS-MUFF permettra une parfaite prédictibilité asymptotique du système puisque asymptotiquement, on se ramènera à un algorithme LMS à pas constant, piloté par μ_{\min} .

2.2.3.2 Choix de la fonction de charge

La fonction de charge $G(n)$ doit être choisie de manière à inclure l'état du système et en particulier l'information associée à sa convergence. On propose donc d'utiliser pour la fonction $G(n)$ la dérivée du coefficient par rapport au pas :

$$G(n) = \frac{\partial w(n)}{\partial \mu} . \quad (2.9)$$

Dans le cadre de l'algorithme LMS utilisé, $G(n)$ peut s'écrire de manière récursive. En effet, la mise à jour du coefficient du LMS est le suivant :

$$w(n+1) = w(n) + \mu u^*(n)e(n) ,$$

ce qui conduit à

$$\frac{\partial w(n+1)}{\partial \mu} = G(n+1) = \frac{\partial w(n)}{\partial \mu} + u^*(n)e(n) + \mu u^*(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \mu} .$$

Or au vu de l'expression du signal de sortie de l'algorithme, on a

$$\frac{\partial e(n)}{\partial \mu} = -G(n)u(n) ,$$

ce qui conduit finalement à l'expression de la mise à jour récursive de la fonction de charge qui est :

$$G(n+1) = (1 - \mu(n)|u(n)|^2)G(n) + u^*(n)e(n) . \quad (2.10)$$

Il est à noter que d'autres fonctions peuvent être utilisées avec des résultats analogues, et que nous avons détaillé dans [Gerzaguet et al., 2014b] une méthode adaptative basée non pas sur la dérivée de $w(n)$ mais sur la dérivée [puissance instantanée de $e(n)$] du critère directement. Cependant, les résultats sont tout à fait analogues et l'utilisation de $G(n)$ tel que défini dans (2.9) permet l'élaboration de formules théoriques quant au dimensionnement des paramètres de l'algorithme.

Cette fonction vérifie le cahier des charges fixé, à savoir qu'elle aura une valeur « forte » dans la phase de convergence (et en cas de reconfiguration) et une valeur « faible » une fois la convergence atteinte. En effet, la sortie de l'algorithme s'exprime comme étant

$$e(n) = d(n) - \hat{s}(n) = x(n) + [s(n) - \hat{s}(n)] = x(n) + \epsilon(n) , \quad (2.11)$$

avec

$$\epsilon(n) = s(n) - \hat{s}(n) , \quad (2.12)$$

l'erreur d'estimation, c'est-à-dire la différence entre la pollution effective et la pollution estimée.

- En cas de reconfiguration (et *a fortiori* en phase de convergence), l'erreur d'estimation, qui peut être vue comme la distance entre la solution courante et la solution optimale, est importante puisque l'algorithme n'a pas convergé.
- À convergence, $G(n)$ évolue comme le filtrage de l'addition du signal utile et de l'erreur d'estimation. En absence de reconfiguration, en régime asymptotique, le signal $G(n)$ sera alors centré et aura une variance qui sera prédictible (lié à la statistique du signal utile $x(n)$ et de l'erreur d'estimation $\epsilon(n)$).

Un exemple de trajectoire typique de la fonction $|G(n)|$ (ainsi que de $K(n)$ et du pas associé, pour un couple (γ, ε) ici bien choisi) est présentée sur la figure 2.3, où l'on représente une phase de convergence suivie d'une phase asymptotique, puis on applique une brusque reconfiguration qui change brutalement la valeur de la solution optimale à estimer. On observe donc bien le fait que la fonction a une valeur importante lors de la phase de convergence et en cas de reconfiguration, et une valeur plus faible une fois que l'algorithme a convergé. On observe également des variations dans le comportement asymptotique de la fonction $|G(n)|$ et on voit donc l'avantage de la mise à jour multiplicative qui permet par l'intermédiaire du couple (γ, ε) de ne pas répercuter (si le couple est bien choisi) les variations de $G(n)$ dans le régime asymptotique sur le comportement du pas présenté sur la même figure en dessous.

De fait, il faut calibrer maintenant les paramètres γ et ε de manière à réagir en cas de reconfiguration tout en limitant les fausses alarmes du régime asymptotique. Il faut pour se faire calculer les statistiques de l'algorithme et en particulier l'erreur quadratique moyenne.

2.2.3.3 Paramétrisation des constantes de l'algorithme

Une fois qu'une fonction $G(n)$ avec de bonnes propriétés est choisie, le comportement de l'algorithme est alors dicté par la grandeur $K(n)$ définie dans (2.8) et dépend plus particulièrement du dimensionnement du couple (γ, ε) choisi. Pour discuter du choix des constantes, on introduit les notions suivantes :

- On parlera de « fausse alarme » lorsqu'il y a une variation du comportement du pas en régime asymptotique, c'est-à-dire si la fonction $K(n)$ est supérieure à 1 (entraînant un saut du pas, puis une descente géométrique paramétrée par γ). Par extension la probabilité de fausse alarme est définie par la probabilité que la fonction $K(n)$ dépasse la valeur 1 en régime asymptotique (c'est-à-dire après convergence du système et sans reconfigurations). On remarque alors ici le lien entre probabilité de fausse alarme et le couple (γ, ε) .
- On parlera de régime de transition du pas, le régime pendant lequel le pas $\mu(n)$ n'est pas égal à μ_{\min} pendant le régime asymptotique de l'algorithme. Il correspond au temps mis par l'algorithme à recouvrer un fonctionnement en pas constant après une fausse alarme (temps de retour à l'équilibre).

La valeur de γ , qui doit être inférieure à 1, peut être choisie dans une plage assez large et l'effet au niveau de l'algorithme résulte dans un compromis entre la réactivité du système et la limite du temps passé par l'algorithme dans son régime de transition (c'est-à-dire avec $\mu > \mu_{\min}$). γ pilote donc le temps de retour à l'équilibre de l'algorithme, car plus γ tendra vers 1, plus la transition sera longue (la descente géométrique du pas étant inversement proportionnelle à $1 - \gamma$). La constante γ est donc placée en fonction de la sensibilité à obtenir.

Ainsi, si on désire avoir un temps de retour à l'équilibre long (du fait de fortes variations lors des brusques reconfigurations) on privilégiera un γ très proche de 1 (pour laisser à l'algorithme le temps de re-converger). A l'inverse, en cas de faibles variations lors des brusques reconfigurations, on préférera un temps de retour à l'équilibre court, et donc un γ plus faible (pour limiter le régime de transition).

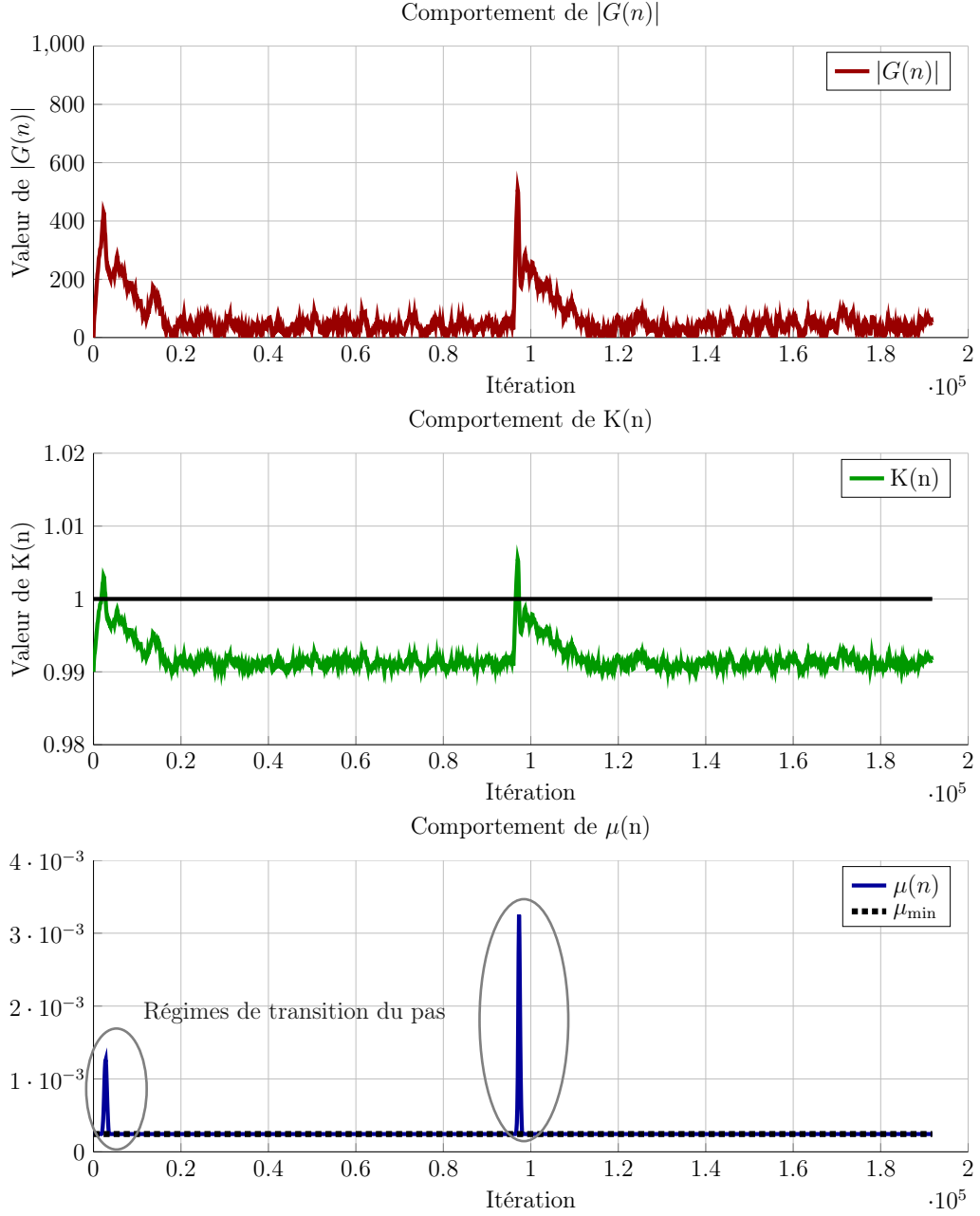


FIGURE 2.3 – En haut, exemple d'évolution de la fonction $|G(n)|$, au milieu, évolution de $K(n)$ (relativement à 1) pour un système avec une phase de convergence, une phase asymptotique et une reconfiguration forcée. En bas évolution du pas associé à la mise à jour spécifiée dans (2.8), pour un couple (γ, ε) bien choisi.

A γ fixé, il faut dimensionner ε de manière à limiter les potentielles fausses alarmes dans le régime asymptotique. Pour ce faire, il est nécessaire d'étudier la densité de probabilité de la fonction $|G(n)|$, en régime asymptotique, pour dimensionner une valeur de ε qui garantisse une probabilité de fausse alarme p_{FA} fixée.

Pour réaliser cette étude, on se place dans le cadre d'un algorithme LMS classique, où l'on cherche à estimer récursivement la solution optimale w_{opt} et l'on supposera que celle-ci est constante dans ce chapitre, ce qui favorisera l'obtention des résultats théoriques. Par ailleurs, l'étude du dimensionnement de ε se faisant en régime asymptotique, on se place ici dans le cas de l'algorithme équivalent, qui est à pas constant ($\mu(n) = \mu_{\min} \forall n$). L'algorithme se ramène aux équations suivantes :

$$\begin{aligned}\hat{s}(n) &= w(n) \cdot u(n) \\ e(n) &= d(n) - \hat{s}(n) \\ w(n+1) &= w(n) + \mu_{\min} \cdot u^*(n) \cdot e(n) \\ G(n+1) &= (1 - \mu_{\min}|u(n)|^2)G(n) + u^*(n)e(n) \\ K(n+1) &= \gamma + \varepsilon \times |G(n+1)|.\end{aligned}$$

Pour réaliser le dimensionnement des paramètres, on réalise les hypothèses suivantes :

- ★ Le signal utile $x(n)$ est blanc, centré et de variance σ_x^2 .
- ★ On dispose d'une référence $u(n)$ de moyenne nulle et de variance σ_u^2 , image du pollueur au gain près w_{opt} à estimer.
- ★ La solution optimale w_{opt} est constante. Ainsi, le signal polluant $s(n)$ introduit dans (2.1) vérifie l'équation

$$s(n) = w_{\text{opt}}u(n). \quad (2.13)$$

On introduit le désalignement $v(n)$, qui est la différence entre le coefficient courant $w(n)$ et le coefficient optimal (ici constant) w_{opt} .

$$v(n) = w(n) - w_{\text{opt}}. \quad (2.14)$$

La mise à jour de la fonction de charge $G(n)$ se fait à partir de (2.10) et (2.11) et peut s'exprimer comme étant ²

$$G(n+1) = (1 - \mu_{\min}|u(n)|^2)G(n) + u^*(n)x(n) - |u(n)|^2v(n). \quad (2.15)$$

Dans le même temps, le désalignement peut également s'exprimer récursivement ³

$$v(n+1) = (1 - \mu_{\min}|u(n)|^2)v(n) + \mu_{\min}u^*(n)x(n). \quad (2.16)$$

Le désalignement quadratique moyen peut alors être déduit facilement de l'expression récurrente et avec les hypothèses préalablement formulées (notamment montré dans [Haykin, 1996] à partir de l'équation (9.62)), on a

$$\sigma_v^2 = \frac{\mu_{\min}\sigma_x^2}{2 - \mu_{\min}\sigma_u^2}. \quad (2.17)$$

On peut alors exprimer la puissance de $G(n)$ qui est $P_G = E[|G(n)|^2] = E[|G(n+1)|^2]$ et qui s'exprime à partir de (2.15) et (2.16) comme étant :

$$P_G = (1 - \mu_{\min}\sigma_u^2)^2 P_G + \sigma_u^2\sigma_x^2 + \sigma_u^4\sigma_v^2 - 2(1 - \mu_{\min}\sigma_u^2)\sigma_u^2 E[|v(n)G(n)|], \quad (2.18)$$

2. Dans le cas d'une solution optimale non constante, il faut intégrer dans cette équation le modèle évolutif de la solution optimale.

3. et de même, en cas de solution optimale variante, il faut intégrer le modèle d'évolution de la solution optimale dans la récurrence sur $v(n)$.

et en utilisant les évolutions récursives de $v(n)$ et de $G(n)$, on en déduit

$$E [|v(n)G(n)|] = \frac{\mu_{\min}\sigma_x^2 - (1 - \mu_{\min}\sigma_u^2)\sigma_v^2}{\mu_{\min}(2 - \mu_{\min}\sigma_u^2)}, \quad (2.19)$$

ce qui conduit à l'expression de la puissance de la fonction de charge $G(n)$

$$P_G = \frac{\sigma_x^2 + \sigma_v^2\sigma_u^2}{\mu_{\min}(2 - \mu_{\min}\sigma_u^2)} - 2(1 - \mu_{\min}\sigma_u^2)\frac{\mu_{\min}\sigma_x^2 - (1 - \mu_{\min}\sigma_u^2)\sigma_v^2}{\mu_{\min}^2(2 - \mu_{\min}\sigma_u^2)^2}. \quad (2.20)$$

En supposant que $G(n)$ suit une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance σ_G^2 et en supposant que la partie réelle et la partie imaginaire $G(n)$ sont toutes deux des lois gaussiennes indépendantes, de variance $\sigma_G^2/2$, alors la loi de $|G(n)|$ est une loi de Rayleigh de paramètre σ_G dont la Densité de Probabilité Cumulative (DPC) théorique $F(\rho, \sigma_G/\sqrt{2})$ (ou fonction de répartition) s'exprime comme étant :

$$F(\rho, \sigma_G/2) = 1 - e^{-\frac{\rho^2}{P_G}}. \quad (2.21)$$

Sur la figure 2.4 à gauche, on compare la DPC empirique de la partie réelle de la fonction $G(n)$ et la DPC d'un processus gaussien centré de variance $\sigma_G^2/2$, ce qui valide l'expression calculée dans (2.20). A droite, la même chose pour la DPC de $|G(n)|$ ce qui valide bien l'expression de la DPC de la fonction utilisée dans la mise à jour du pas.

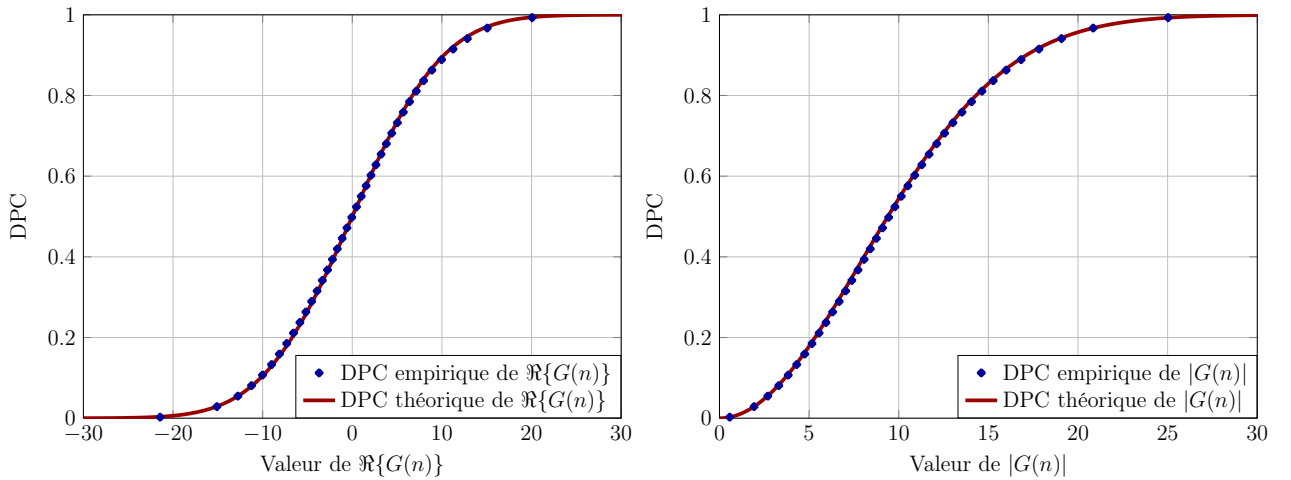


FIGURE 2.4 – A gauche, comparaison entre la densité de probabilité cumulative empirique de la partie réelle de $G(n)$ en régime asymptotique (en bleu) et la densité de probabilité cumulative théorique d'une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance $\sigma_G^2/2$ (en rouge). A droite, comparaison entre la densité de probabilité cumulative empirique de la fonction $|G(n)|$ (en bleu) en régime asymptotique et la densité de probabilité cumulative théorique d'une loi de Rayleigh de paramètre $\sigma_G/2$ (en rouge)

On rappelle que l'objectif est de permettre d'avoir un bon fonctionnement asymptotique du système de mise à jour adaptative du pas. En conséquence, avoir l'expression théorique de la DPC de $|G(n)|$ est intéressant puisqu'elle permet de contrôler le comportement de $K(n)$ défini dans (2.8) et plus particulièrement de contrôler le niveau de fausse alarme et donc de sauts non souhaités du pas. Ainsi, à γ fixé, on obtient un lien entre

le paramètre ε de la sur-couche adaptative et la probabilité de fausse alarme de notre système. On note donc p_{FA} la probabilité de l'évènement « $K(n)$ supérieur à 1 » et qui est aussi équivalent à la probabilité de l'évènement « $\varepsilon|G(n)| > 1 - \gamma$ ».

$$\begin{aligned} p_{\text{FA}} &= P_r(K(n) > 1) \\ \iff p_{\text{FA}} &= P_r(\varepsilon|G(n)| > 1 - \gamma) \\ \iff p_{\text{FA}} &= P_r(|G(n)| > \frac{1 - \gamma}{\varepsilon}) \\ \iff p_{\text{FA}} &= 1 - F\left(\frac{1 - \gamma}{\varepsilon}, \sigma_G/2\right). \end{aligned}$$

On obtient donc à partir de (2.21)

$$\varepsilon < \frac{1 - \gamma}{\sqrt{-\sigma_G^2 \ln(p_{\text{FA}})}}. \quad (2.22)$$

On aura donc en pratique une probabilité de fausse alarme cible, qui va impliquer la présence d'un seuil maximal ε_{max} acceptable. Ce paramètre maximal est directement alors issu de la condition d'égalité de l'équation précédente :

$$\varepsilon_{\text{max}} = \frac{1 - \gamma}{\sqrt{-\sigma_G^2 \ln(p_{\text{FA}})}}. \quad (2.23)$$

On met en évidence sur la figure 2.5 le lien qui lit les paramètres γ , p_{FA} et ε pour une variance de fonction de charge σ_G^2 . Pour se faire on représente la DPC de $\varepsilon|G(n)|$ pour 5 valeurs de ε_i avec $\varepsilon_1 < \varepsilon_2 < \dots < \varepsilon_5$, et tel que $\varepsilon_4 = \varepsilon_{\text{max}}$. Ainsi, ε_1 , ε_2 et ε_3 sont des valeurs qui vérifient le critère de fausse alarme alors que ε_5 ne le vérifie pas.

Il est à noter qu'en pratique, pour améliorer l'implémentabilité de l'algorithme en précision finie, on peut substituer à la valeur théorique de ε définie à partir de (2.22) la puissance de 2 la plus proche, de manière à transformer le produit $\varepsilon G(n)$ en un simple décalage des bits de $G(n)$. Cette modification revient à modifier la probabilité de fausse alarme initialement choisie, puisqu'en renversant l'équation précédente, on peut déduire la probabilité de fausse alarme associée à un choix du paramètre ε

$$p_{\text{FA}} = e^{-\frac{(1-\gamma)^2}{\varepsilon^2 \sigma_G^2}}. \quad (2.24)$$

Ainsi, pour faire fonctionner la sur-couche adaptative de l'algorithme, il faut

- Fixer les bornes de l'algorithme : la borne supérieure pour garantir la convergence du système et la borne inférieure pour atteindre le critère de performance asymptotique voulu.
- fixer une valeur de γ inférieure à 1 mais proche de 1 selon le temps de retour à l'équilibre désiré.
- Fixer une probabilité de fausse alarme en régime asymptotique, permettant d'en déduire la valeur de ε .
- Éventuellement substituer à cette valeur la puissance de 2 la plus proche de manière à simplifier le calcul de $\varepsilon G(n)$ et éventuellement en déduire la nouvelle probabilité de fausse alarme.

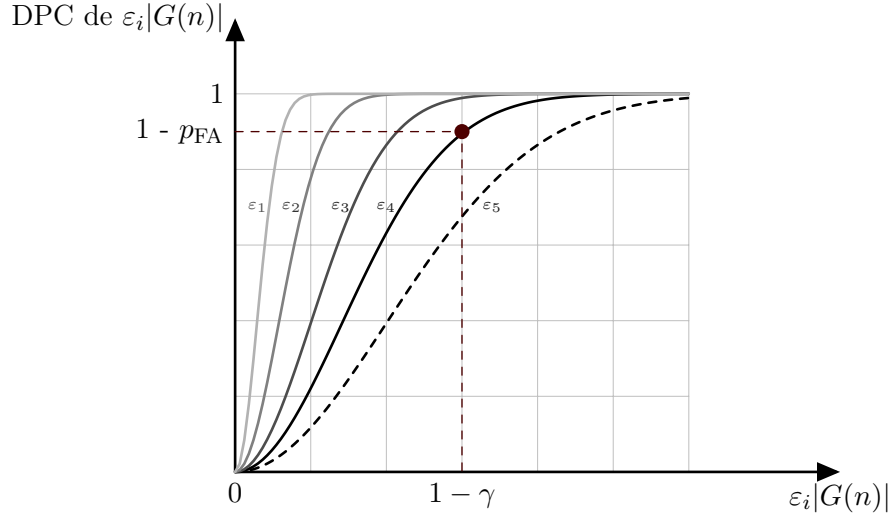


FIGURE 2.5 – Mise en évidence du lien entre γ, ε et la probabilité de fausse alarme p_{FA} .

2.2.3.4 Comportement de l'algorithme

Performance et simulation

On se propose d'étudier le comportement transitionnel de la sur-couche proposée et pour se faire on considère une phase de convergence, et une reconfiguration entraînant une modification de la solution optimale attendue et recherchée. Pour l'étude des performances, on utilise le RSI, défini par

$$\text{RSI}(n) = 10 \log_{10} \left[\frac{E[|x(n)|^2]}{E[|\epsilon(n)|^2]} \right], \quad (2.25)$$

où $\epsilon(n)$ défini dans (2.12) correspond à l'interférence résiduelle après application de la compensation.

Pour comparer les différentes méthodes à sur-couche adaptative, on considère le modèle de pollution préalablement décrit dans l'équation (2.1), où l'on cherche à estimer un polluant $s(n)$, ce qui, via l'utilisation d'une référence, revient à estimer un coefficient complexe w_{opt} que l'on suppose dans cette partie constant. Par ailleurs, à la moitié de la simulation, afin de tester la capacité de réaction des algorithmes, on modifie les statistiques du pollueur, ce qui revient à modifier brutalement (ou imposer un saut à) la valeur du gain complexe w_{opt} à estimer. Pour l'ensemble des méthodes, on placera le même point de fonctionnement asymptotique (RSI identique après convergence, où borne minimale de l'évolution des pas pour les structures stochastiques identiques) de manière à pouvoir comparer la vitesse de convergence des méthodes de manière objective.

On montre sur la figure 2.6 l'évolution transitionnelle des performances de l'algorithme LMS lorsqu'il est utilisé avec un pas constant. On visualise également sur la figure, le niveau de performance asymptotique désiré (ici fixé arbitrairement à 33 dB) et le critère en temps, formé du couple (2000,30), c'est-à-dire que l'on veut obtenir une performance moyenne de 30 dB après 2000 itérations. On montre également l'impact de la reconfiguration à la moitié de la simulation.

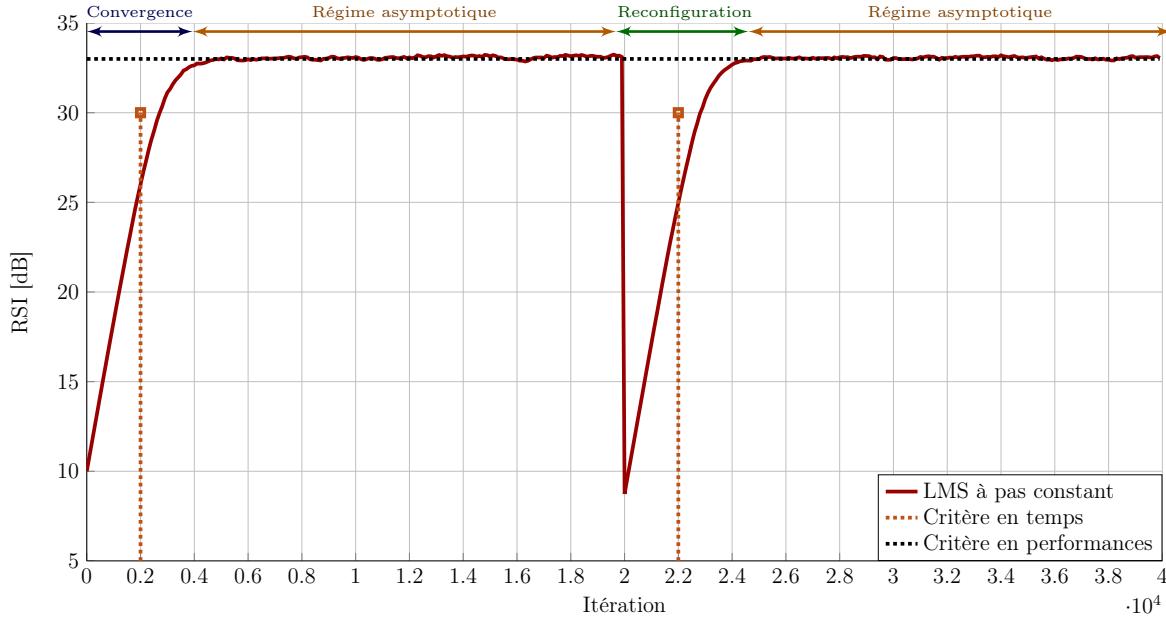


FIGURE 2.6 – Exemple de phase de convergence et de reconfiguration du LMS à pas constant avec mise en évidence des critères de performances.

Comportement de la sur-couche :

On représente sur la figure 2.7 l'évolution des performances (en terme de RSI) et l'évolution temporelle du pas $\mu(n)$ pour l'algorithme LMS auto-adaptatif, en ayant fixé $\gamma = 0.99$ et une probabilité de fausse alarme $p_{FA} = 10^{-5}$.

Plusieurs remarques peuvent être faites à partir de la figure :

- On remarque l'adéquation entre le comportement du pas et l'état du système. En effet, le pas n'est pas à la valeur minimale lors de la phase de convergence et durant la reconfiguration ce qui était bien l'objectif initialement visé. En d'autres termes, le système a détecté les ruptures sans avoir besoin d'information a priori.
- Le régime transitionnel du système à pas adaptatif est plus court que le système à pas constant, montrant bien l'efficacité de la structure de mise à jour du pas.
- Une fois en convergence, le système à pas constant se substitue bien à un système à pas adaptatif (le pas $\mu(n)$ converge vers μ_{\min}), permettant d'avoir des performances asymptotiques qui vont uniquement dépendre du pas minimal μ_{\min} de la structure.

En conséquence, l'algorithme LMS-MUFF proposé vérifie bien le cahier des charges initialement donné et est particulièrement adapté aux systèmes amenés à se reconfigurer, du fait de la limitation de leur état transitionnel pour un comportement asymptotique parfaitement prédictible. La seule condition est donc de fixer une valeur de ε acceptable par l'intermédiaire de (2.22), qui dépend de la statistique du système.

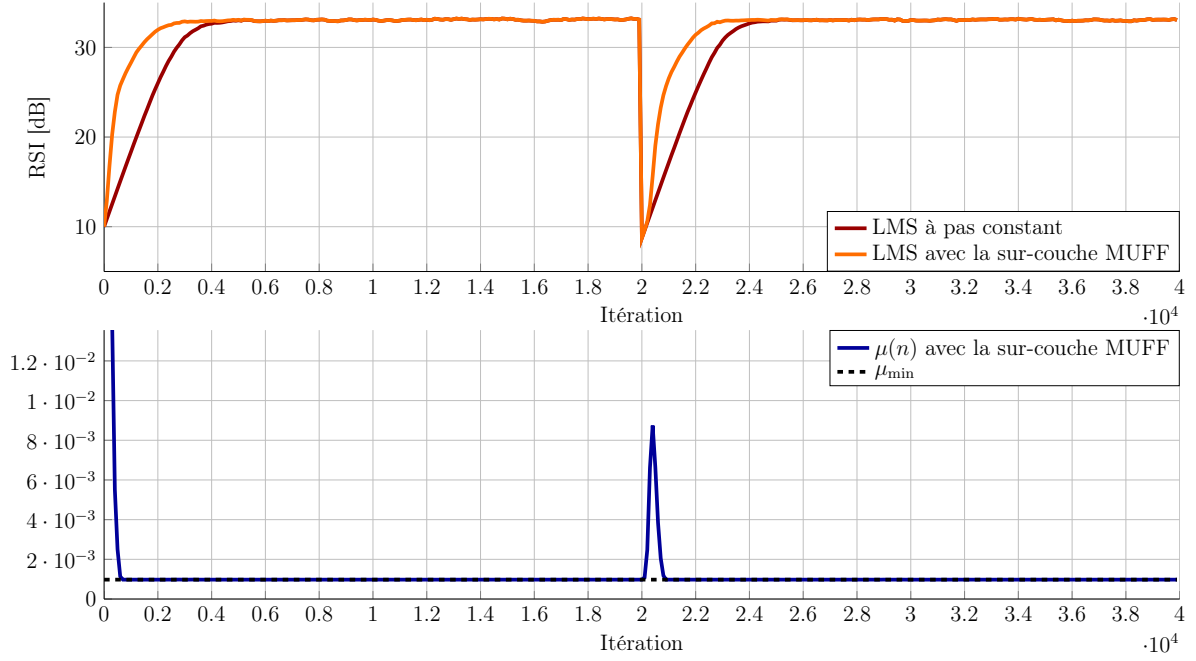


FIGURE 2.7 – Exemple de phase de convergence et de reconfiguration du LMS à pas constant, du LMS-MUFF et évolution du pas adaptatif ($\gamma = 0.99$, $P_{FA} = 10^{-5}$).

Bilan de l'algorithme LMS-MUFF

- ✓ Vitesse de convergence
- ✓ Vitesse de réaction après un changement de configuration
- ✓ Convergence du pas vers μ_{\min} garantissant la prédictibilité des performances asymptotiques
- ✓ Complexité et implémentabilité
- ✗ Dimensionnement de ε qui nécessite des connaissances *a priori* sur l'état du système

2.2.4 Comparaison avec l'état de l'art

Dans cette partie, on se propose de comparer quelques structures de méthodes de gradient à pas auto-adaptatif avec l'algorithme LMS-MUFF proposé dans la partie précédente. Les principaux critères qui serviront à comparer les méthodes sont les suivants :

- La performance asymptotique, c'est-à-dire le niveau de réjection final de l'algorithme.
- La vitesse de convergence initiale, c'est-à-dire après initialisation de l'algorithme.
- La vitesse de réaction, c'est-à-dire le temps transitionnel associé à une reconfiguration des paramètres du pollueur.
- La complexité et en particulier celle liée à l'implémentabilité des structures auto-adaptatives.

Pour chacun des cas, on considérera un exemple où l'on cherche à estimer un coefficient constant et où le système subit une reconfiguration à la moitié de la simulation.

2.2.4.1 Algorithme RLS à pondération exponentielle

On se propose d'étudier le comportement de l'algorithme Recursive Least Square (RLS) à pondération exponentielle dans le cas particulier d'un coefficient à estimer qui est scalaire. L'algorithme provient de la minimisation de la fonction de coût $\Xi(n)$ suivante :

$$\Xi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2, \quad (2.26)$$

avec $\lambda = 1 - \alpha$ et $\alpha \ll 1$. L'utilisation du coefficient d'oubli exponentiel permet de réaliser l'estimation sur une fenêtre temporelle de manière à oublier une partie du passé de l'observation et permet de fait d'être capable de suivre les évolutions temporelles du modèle ainsi que les reconfigurations.

Dans ce cas, la formulation récursive de l'algorithme est la suivante [Haykin, 1996, section 13-5] :

$$e(n) = d(n) - w(n)u(n) \quad (2.27)$$

$$w(n+1) = w(n) + k^*(n)e(n)u^*(n) \quad (2.28)$$

$$\hat{\sigma}^2(n+1) = \lambda \cdot \hat{\sigma}^2(n) + |u(n)|^2 \quad (2.29)$$

$$k(n+1) = \left[\frac{1}{\hat{\sigma}^2(n+1)} \right]. \quad (2.30)$$

Il est donc possible de voir l'algorithme RLS scalaire à pondération exponentielle comme un algorithme LMS à pas adaptatif, avec $\mu_n = k^*(n)$. L'évolution du pas est donc lié à l'évolution de $k(n)$ qui dépend elle-même de l'évolution de $\sigma^2(n)$. L'algorithme étudié a donc une excellente vitesse de convergence et, par ailleurs, après convergence, il se comporte comme un algorithme LMS à pas constant, où le pas de ce LMS est relié au paramètre λ et à la statistique de la référence.

Ainsi, puisqu'en présence d'une reconfiguration, la statistique du pollueur change mais pas celle la référence utilisée dans la structure de compensation, l'algorithme ne réagira pas et continuera à se comporter comme un algorithme LMS classique à pas constant. On a en effet, à partir de (2.29) et (2.30), $k_\infty = \frac{1-\lambda}{P_u}$ (avec P_u la puissance de la référence).

On compare les performances de l'algorithme RLS scalaire à pondération exponentielle avec l'algorithme LMS à pas constant et l'algorithme LMS-MUFF sur la figure 2.8. On a fixé le paramètre λ de l'algorithme RLS à pondération exponentielle de manière à avoir $k_\infty = \mu_{\min}$ (pour garantir les mêmes performances asymptotiques). On vérifie bien la bonne vitesse de convergence de la structure RLS, supérieure à celle du LMS-MUFF, mais également le fait que la structure n'est pas capable d'accélérer sa convergence en cas de reconfiguration, celui-ci se comporte comme un LMS à pas constant une fois la convergence initiale effectuée.

Bilan de l'algorithme RLS à pondération exponentielle

- ✓ Vitesse de convergence
- ✓ Prise en compte intrinsèque de la statistique de la référence utilisée
- ✗ Complexité (calcul de l'inverse de la covariance de la référence)
- ✗ Absence de réactivité due à un changement de configuration

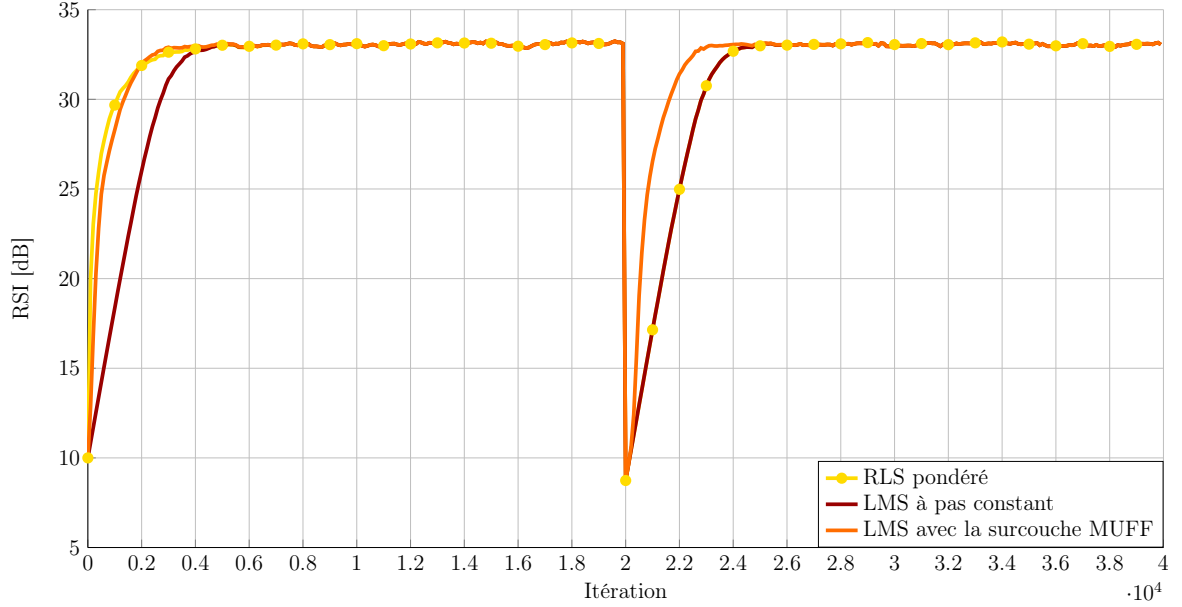


FIGURE 2.8 – Comparaison des performances transitionnelles de l’algorithme LMS à pas constant, de l’algorithme LMS-MUFF et de l’algorithme RLS, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.

2.2.4.2 Algorithme en $1/n$ borné

La trajectoire optimale du pas d’un algorithme de gradient cherchant à estimer une solution stationnaire est en $1/n$ [Benveniste and Metivier, 1991]. On peut donc regarder ce qu’il se passe lorsque l’on considère un pas décroissant en $\frac{1}{n}$ mais que l’on borne inférieurement par une valeur μ_{\min} de manière à conserver une certaine capacité de *tracking*. La formulation récursive peut donc se faire très simplement de la manière suivante

$$\begin{aligned}\hat{s}(n) &= w(n) \cdot u(n) \\ e(n) &= d(n) - \hat{s}(n) \\ \mu(n) &= \left[\frac{1}{n} \right]_{\mu_{\min}} \\ w(n+1) &= w(n) + \mu(n) \cdot u^*(n) \cdot e(n) .\end{aligned}$$

Pour cette solution, la vitesse de convergence est donc très importante, mais la capacité de tracking est très limitée comme montré sur la figure 2.9, où l’on compare les performances transitionnelles de l’algorithme de descente en $1/n$ avec l’algorithme LMS à pas constant et l’algorithme LMS-MUFF. Elle est en pratique égale à celle du LMS à pas constant, que l’on sait insuffisante.

Bilan de la méthode à pas décroissant borné

- ✓ Vitesse de convergence
- ✓ Moins grande complexité que le RLS pour les mêmes performances
- ✗ Absence de réactivité due à un changement de configuration

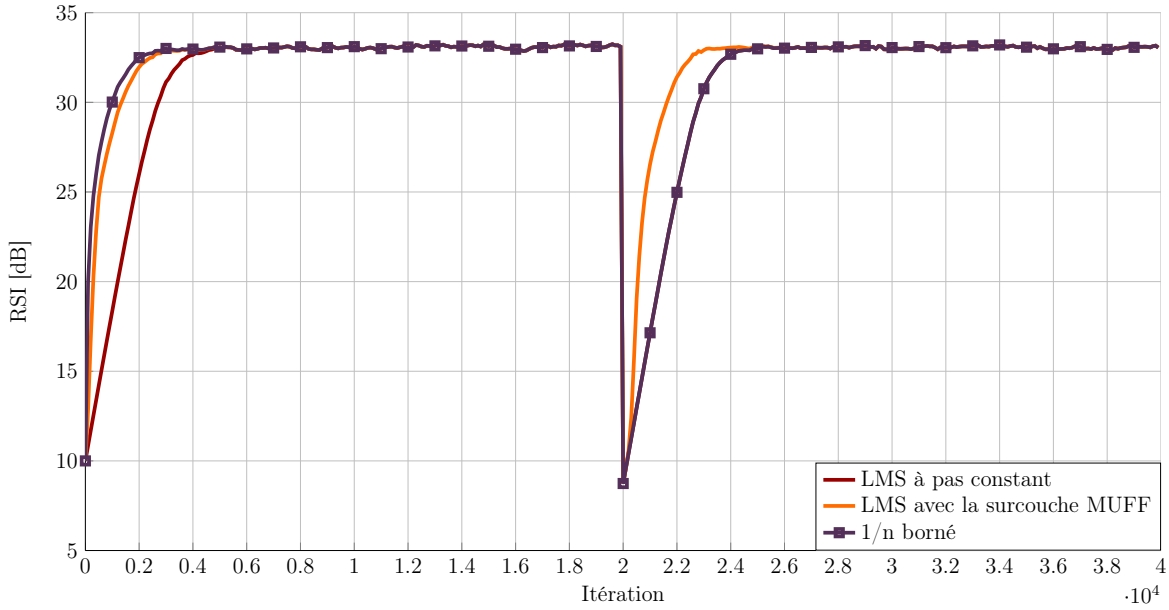


FIGURE 2.9 – Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant, de l'algorithme LMS-MUFF et de l'algorithme de descente en $1/n$ borné, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.

2.2.4.3 Algorithme de Mathews

L'algorithme présenté dans [Mathews and Xie, 1990] s'appuie sur un véritable gradient stochastique pour la mise à jour récursive du pas. La mise à jour est celle d'un gradient et purement additive, sans facteur d'oubli.

L'algorithme est le suivant :

$$\hat{s}(n) = w(n) \cdot u(n) \quad (2.31)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{s}(n) \quad (2.32)$$

$$\mu_n = \mu_{n-1} + \rho \Re[e(n) \cdot e(n-1) \cdot u^*(n) \cdot u^*(n-1)] \quad (2.33)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu_n \cdot u^*(n) \cdot e(n) . \quad (2.34)$$

L'algorithme est donc uniquement piloté par le gain ρ et l'article ne mentionne pas la nécessité de borner le pas, contrairement à ce qui est conseillé dans [Brossier, 1997]. L'algorithme de Mathews n'est cependant pas adapté au cahier des charges que l'on s'est fixé. En effet, un tel algorithme garantit la convergence du pas en régime asymptotique vers la valeur optimale de celui-ci, c'est-à-dire la valeur qui permet de minimiser le niveau d'interférences final. On ne présente pas la figure associée aux performances puisque le comportement du pas du fait de la mise à jour additive ne vérifie pas le cahier des charges fixé puisque l'objectif de cet algorithme n'est pas de minimiser le régime transitionnel (en accélérant la phase de convergence et en cas de reconfigurations) mais de maximiser les performances asymptotiques.

Conclusion sur l'algorithme de Mathews

- ✓ Formalisme mathématique basé sur un gradient
- ✓ Un seul paramètre de pilotage

✗ Comportement du pas non adéquat, par rapport au contexte d'intérêt ici.

2.2.4.4 Algorithme à pas adaptatif d'Aboulnasr

Cet algorithme énoncé dans [Aboulnasr and Mayyas, 1997], [Egiazarian et al., 2003] et [Yang and Shahrrava, 2005], fait directement suite à l'algorithme de Kwong [Kwong and Johnston, 1992] que les premiers articles citent expressément. Le principe de la surcouche adaptative se rapproche de celle de l'algorithme MUFF, du fait de l'utilisation d'un facteur d'oubli exponentiel ainsi que du fait de l'utilisation d'une fonction de charge pour accélérer les phases de convergence. Dans [Aboulnasr and Mayyas, 1997], l'auteur critique le choix de la fonction de charge de l'algorithme originel de Kwong et propose une nouvelle fonction de charge (qu'il nomme $P(n)$) et basée sur le produit de $e(n)$ et de $e(n - 1)$. L'algorithme d'Aboulnasr est le suivant :

$$\hat{s}(n) = w(n) \cdot u(n) \quad (2.35)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{s}(n) \quad (2.36)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu \cdot u^*(n) \cdot e(n) \quad (2.37)$$

$$P(n+1) = \beta P(n) + (1 - \beta)e(n)e(n-1) \quad (2.38)$$

$$\mu_{n+1} = [\gamma \cdot \mu_n + \varepsilon \cdot |P(n+1)|^2]_{\mu_{min}}^{\mu_{max}}. \quad (2.39)$$

Si la forme se rapproche donc de l'algorithme LMS-MUFF, deux différences majeures apparaissent. La première est la mise à jour ici purement additive, et la seconde est la présence de deux facteurs d'oublis, l'un γ pour la mise à jour du pas et l'autre β pour la mise à jour de la fonction de charge, là où, dans notre méthode, il y en a un (μ_n est utilisé dans la mise à jour de $G(n)$). Il est également à noter que les variations du pas sont bornées entre une valeur supérieure μ_{max} et une valeur inférieure μ_{min} de manière à assurer la convergence.

L'algorithme ainsi présenté se targue d'avoir de meilleures performances que l'algorithme de Kwong initial, notamment dans le cas de changements brusques de configuration (cas qui nous intéresse et montré figure 5 dans [Aboulnasr and Mayyas, 1997]). Cependant, il est délicat, au vu notamment du nombre de degrés de liberté à dimensionner, d'avoir un fonctionnement qui limite les fausses alarmes dans des configurations différentes. En dimensionnant les variables, on arrive au mieux à voir une très légère amélioration de la réactivité du système mais on retrouve le problème de l'influence de ε sur les performances asymptotiques (à savoir que mal dimensionné, le pas μ_n ne converge pas vers μ_{min} entraînant une erreur asymptotique supplémentaire), du fait de la difficulté à limiter la probabilité de fausse alarme associée aux variations du pas.

On compare la méthode d'Aboulnasr avec les algorithmes LMS à pas constant et LMS-MUFF sur la figure 2.10. On remarque en effet la réaction de la méthode d'Aboulnasr, mais qui est néanmoins réduite par rapport à la capacité de réaction de la méthode LMS-MUFF. On remarque par ailleurs une perte de performances asymptotiques du fait que la mise à jour ici purement additive altère le comportement asymptotique du pas.

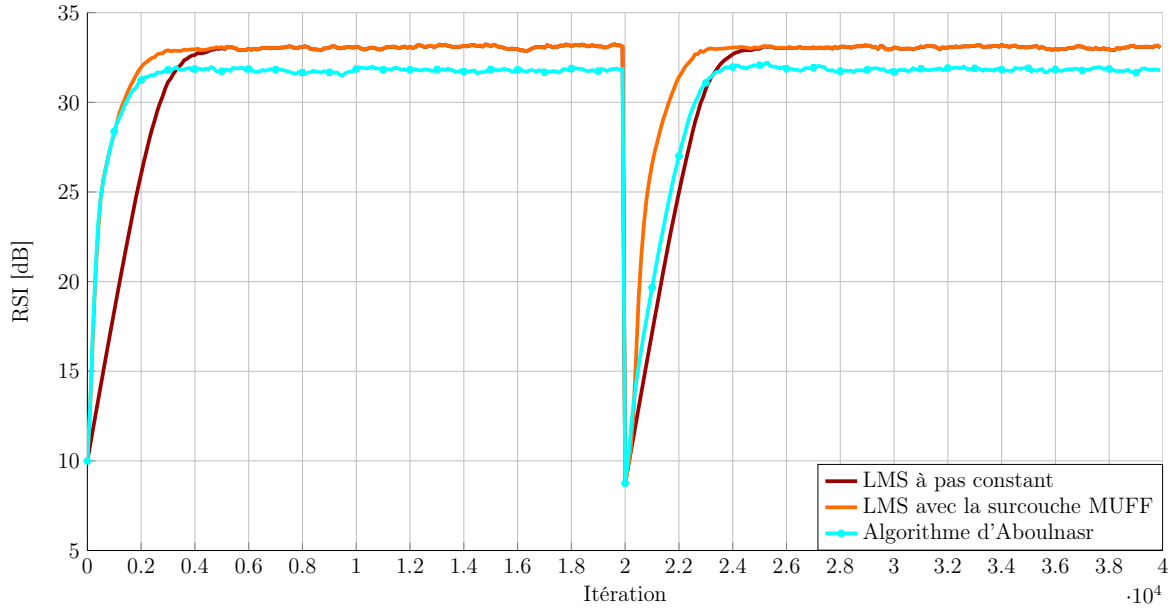


FIGURE 2.10 – Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant, de l'algorithme LMS-MUFF et de l'algorithme d'Aboulnasr, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.

Pour la méthode d'Aboulnasr

- ✓ Vitesse de convergence
- ✓ Vitesse de réaction - mais très faible - en cas de changement de configuration
- ✗ Le dimensionnement de β , ϵ et de γ dépend de paramètres du systèmes. Le dimensionnement pose des problème de performances.

2.2.4.5 Algorithme d'Evans

Ce système de pas adaptatif, proposé par Evans dans [Evans et al., 1993] (et une version basée sur le même principe dans [Harris et al., 1986]), est légèrement différent des autres car il ne propose pas une mise à jour basée sur un processus récursif continu, mais sur une accumulation du nombre de même signes et de signes différents de $e(n) \cdot u^*(n)$ pour augmenter ou diminuer la valeur du pas. L'avantage est la forte simplicité de cette méthode qui n'utilise que des accumulateurs pour mettre à jour la valeur du pas adaptatif.

Ainsi donc deux seuils sont introduits M_+ et M_- et on compare le signe de $e(n) \cdot u^*(n)$ avec celui de $e(n-1) \cdot u^*(n-1)$. On crée deux compteurs C_+ et C_- et

- S'ils sont de mêmes signes, alors on effectue $C_- \leftarrow 0$ et $C_+ \leftarrow C_+ + 1$
- S'ils sont de signes opposés, alors on effectue $C_+ \leftarrow 0$ et $C_- \leftarrow C_- + 1$.

On compare ensuite les valeurs des accumulateurs (seul l'un des deux est non nul) aux deux seuils, et selon les critères on multiplie ou on divise la valeur du pas par le facteur α .

- Si $C_+ = M_+$, alors on effectue $\mu_{n+1} = \alpha \cdot \mu_n$

- Si $C_- = M_-$, alors on effectue $\mu_{n+1} = \frac{1}{\alpha} \cdot \mu_n$
- Sinon $\mu_{n+1} = \mu_n$.

Si le pas est modifié, on remet les deux compteurs à 0.

Ceci pose directement la question du choix des compteurs maximaux M_+ et M_- ainsi que du facteur d'accumulation. Ici on a choisi $\alpha = 2$ afin d'avoir un système de shift plus aisé et on choisit $M_+ = M_- = 5$. On a choisi deux bornes à la main pour éviter un trop grand nombre de fausses alarmes tout en ayant les meilleures performances possibles. On remarque que l'algorithme a une meilleure vitesse de convergence et est capable de légèrement réagir à un changement de configuration. Toutefois, il est difficile de rendre forte cette réaction sans multiplier les fausses alarmes en régime asymptotique (et donc de réduire les performances asymptotiques).

On représente sur la figure 2.11 les performances transitionnelles de l'algorithme d'Evans, comparé aux performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant et LMS-MUFF.

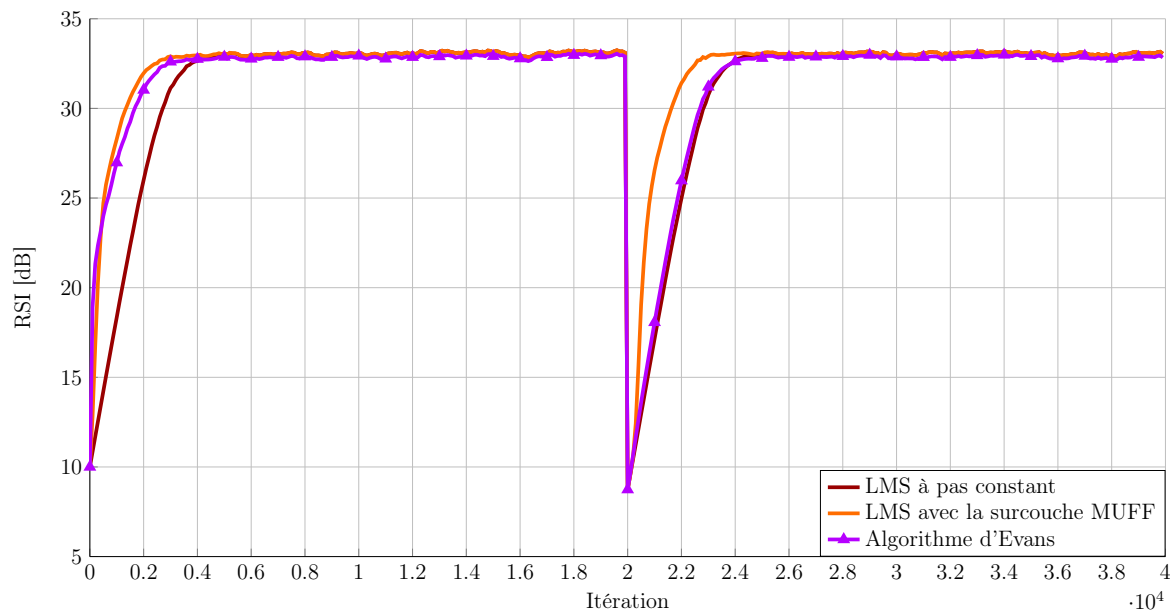


FIGURE 2.11 – Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant, de l'algorithme LMS-MUFF et de l'algorithme de Evans, avec reconfiguration des paramètres du pollueur à la moitié de la simulation.

Conclusion sur l'algorithme d'Evans

- ✓ Vitesse de convergence
- ✓ Faible réaction à un changement de configuration
- ✓ Très faible complexité (uniquement accumulations/tests/shifts)
- ✗ Dimensionnement des paramètres de l'arbre d'état pas forcément aisé pour éviter les fausses alarmes
- ✗ Système d'évolution du pas avec des fausses alarmes qui peut entraîner de brusques variations des performances sur une réalisation.

2.2.4.6 Comparaison des méthodes

On regroupe ici les différentes conclusions sur les méthodes que l'on a décrites précédemment selon les critères initialement exprimés. Dans un premier temps, on regroupe l'ensemble des trajectoires sur la figure 2.12. Ceci permet de remettre dans le même contexte l'ensemble des méthodes. Quelques clefs pour comprendre le tableau :

- La **complexité** correspond directement au nombre de variables et d'opérations,
- L'**implémentabilité** correspond au type d'opérations (par exemple divisions), ou à la structure des algorithmes. Ainsi **X** correspond à des algorithmes utilisant des divisions.
- La **performance** asymptotique quantifie le comportement final de l'algorithme et plus particulièrement si il atteint les performances « voulues ». Ainsi **✓** indique qu'asymptotiquement, l'algorithme se comporte comme un pas constant au bon niveau de performance (performance cible), **X** indique que l'algorithme converge mais avec une moins bonne précision (due par exemple à une convergence du pas vers une valeur qui n'est pas μ_{min} ou à des oscillations résiduelles qui dégradent les performances). Cette notion est également liée à celle du temps de retour à l'équilibre qui est le temps que l'algorithme à retrouver les performances asymptotiques (avec la convergence de μ_n vers μ_{min}).
- La **vitesse de réaction** quantifie la capacité du pas à augmenter en cas de changement de configurations. **X** indique que le pas ne saute pas, **✓** indique un saut du pas et une accélération de la convergence, mais insuffisante pour limiter le régime transitionnel.
- La robustesse décrit la complexité de dimensionnement de l'algorithme (nombre de variables à dimensionner et précision dans le dimensionnement pour garantir le fonctionnement). **✓** indique qu'il y a peu de variables à dimensionner, là ou **X** indique que ces variables doivent être dimensionnées avec précision pour que le fonctionnement soit correct. Pour la sur-couche MUFF, le dimensionnement des paramètres est cependant caractérisé théoriquement, impliquant un contrôle du comportement du système.

	Complexité	Implémentabilité	Vitesse de convergence	Performance asymptotique	Vitesse de réaction	Robustesse
LMS à pas constant	✓ ✓	✓ ✓	X	✓ ✓	X	✓ ✓
RLS pondéré	X	X	✓ ✓	✓ ✓	X	✓ ✓
$\frac{1}{n}$ borné	✓	✓	✓ ✓	✓ ✓	X	✓ ✓
Aboulnasr	✓	✓	✓ ✓	X	✓	X X
Evans	✓	✓ ✓	✓	✓ ✓	X	X
LMS-MUFF	✓	✓	✓	✓ ✓	✓ ✓	X

TABLEAU 2.1 – Comparaison des méthodes adaptatives

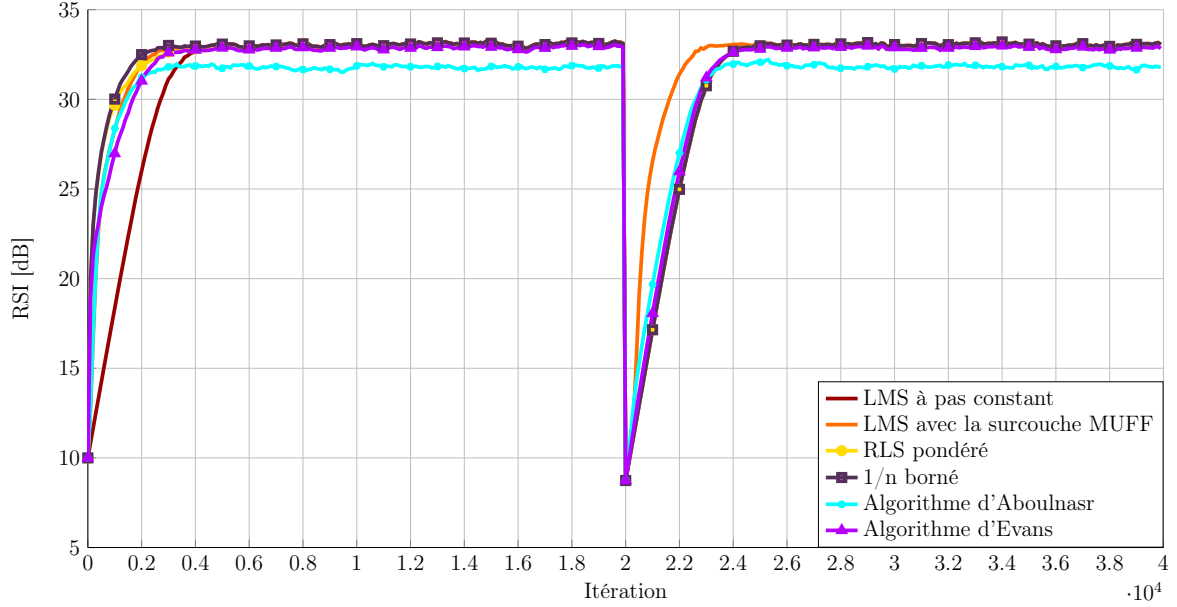


FIGURE 2.12 – Comparaison des performances transitionnelles des différentes méthodes adaptatives étudiées.

On voit donc la difficulté à rassembler bonnes performances asymptotiques et bonnes performances transitionnelles, en particulier dans le cas d'une reconfiguration, où la valeur du pas est déjà à son niveau asymptotique. Parmi les méthodes étudiées, on remarque que seul le LMS-MUFF permet de combiner une bonne réactivité, avec un maintien des bonnes performances asymptotiques, ce qui est nécessaire pour pouvoir configurer et prédire les performances des méthodes de compensation. Seule la méthode d'Aboulnasr ne rejoint le niveau asymptotique des autres méthodes, car même si elle est paramétrée par le même μ_{\min} , le nombre de fausse alarmes entraîne une baisse des performances finales de l'algorithme.

Par ailleurs, la faiblesse dans la méthode LMS-MUFF, qui est la même dans les autres sur-couches adaptatives, est la paramétrisation nécessaire à l'établissement du système auto-adaptatif du pas et qui nécessite parfois des connaissances *a priori* sur le système. Cependant, dans le cas de l'algorithme LMS-MUFF, le paramètre potentiellement problématique ε peut être choisi dans une gamme assez large, si on relâche légèrement la contrainte sur la probabilité de fausse alarme. Il est également possible de réaliser un algorithme qui ajuste automatiquement la valeur de ε à partir de la mesure de la puissance du signal comme c'est notamment réalisé dans la structure de compensation de DC Offset basée sur une approche MUFF et présentée dans l'annexe E.

Pour se convaincre de la relative robustesse du dimensionnement de ε , on visualise sur la figure 2.13 les performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant et l'algorithme LMS-MUFF paramétré par différentes valeurs de fausses alarmes. On remarque le bon comportement global de la structure, avec une vitesse de convergence (et de re-convergence) qui sera d'autant plus rapide que la probabilité de fausse alarme sera élevée (l'algorithme étant plus réactif aux reconfigurations si cette probabilité est grande et la reconfiguration pilotée par $K(n)$ sera d'autant plus importante que ε est grand). On remarque par ailleurs que forcer une probabilité de fausse alarme trop élevée ($\approx 10^{-2}$)

entraîne une erreur résiduelle après convergence, les performances asymptotiques de l'algorithme ne vérifiant pas le critère de performance asymptotique fixé. Cependant, on voit ici la relative robustesse de la sur-couche, puisque le système vérifiant le double critère (critère en performance, critère en temps) pour la plupart des valeurs de fausse-alarmes.

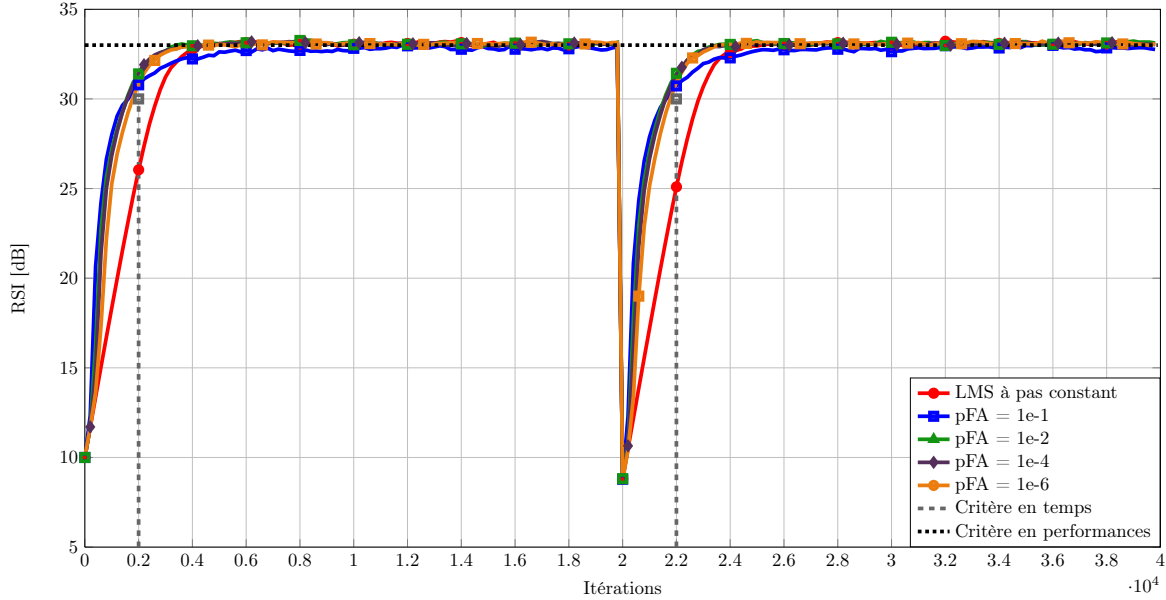


FIGURE 2.13 – Performances transitionnelles moyennes de l'algorithme LMS à pas constant et de l'algorithme LMS-MUFF paramétré par différentes valeurs de probabilité de fausse alarme P_{FA} .

En conclusion, l'algorithme LMS-MUFF est donc particulièrement adapté au contexte dans lequel se placent ces travaux de doctorat, puisque la méthode a une faible complexité et puisqu'elle permet de limiter le temps de transition, à la fois dans la phase de convergence, mais surtout en cas de reconfiguration du système.

2.3 Conclusion du chapitre

Au cours de ce chapitre, on a pu détailler la méthodologie en quatre étapes adoptée dans ces travaux de thèse. On rappelle qu'il s'agit d'abord d'extraire un modèle numérique associé aux pollutions analogiques et de paramétrer le modèle. Vient ensuite l'étape de création des structures de compensation numériques, qui doivent respecter un certain nombre de contraintes algorithmiques. L'étape centrale est le troisième aspect qui consiste à étudier les performances asymptotiques et transitionnelles de l'algorithme de compensation, afin d'en déduire la paramétrisation adaptée ainsi que l'impact des paramètres du modèle sur les performances. Enfin, la validation permet à la fois de valider les expressions théoriques préalablement dérivées, le lien entre les paramètres numériques et les caractérisations physiques ainsi que de valider sur des signaux effectifs les modèles de pollution et les structures de compensation.

Par ailleurs, on a extrait dans ce chapitre les caractéristiques structurales que doivent

vérifier les algorithmes de compensation utilisés. Ces caractéristiques découlent de l'implémentation des algorithmes dans des architectures temps réel dont les ressources sont limitées et de fait restreignent le choix des structures de compensation que l'on pourra utiliser. Par ailleurs, on a présenté les critères de performance des algorithmes et on a montré la nécessité de prendre en compte le fonctionnement asymptotique des méthodes, mais également le fonctionnement transitionnel (associé au régime de convergence) de celles-ci.

Les méthodes de gradient stochastique (et en particulier l'algorithme LMS) sont d'excellentes candidates pour les algorithmes de compensation, du fait de leur robustesse et de leur simplicité. Toutefois, le compromis entre performances asymptotiques et vitesse de convergence rend délicate l'utilisation de ces algorithmes, en particulier pour trouver un point de fonctionnement qui satisfasse les différents critères.

On a proposé dans ce chapitre une méthode de sur-couche auto-adaptative qui permet d'accélérer la convergence de l'algorithme (en convergence initiale ainsi qu'en cas de reconfigurations) tout en maintenant des performances asymptotiques totalement prédictibles. On a réalisé une étude théorique visant à montrer comment paramétrer la sur-couche et on a comparé selon plusieurs critères cette méthode à des méthodes auto-adaptatives de la littérature.

Cette étude a été réalisée en supposant que la solution optimale est constante. Il est cependant possible d'étendre ces résultats au contexte d'une solution optimale variant au cours du temps. En effet, les équations (2.22) et (2.24) qui lient probabilité de fausse alarme et ε restent valables et il suffit de calculer la variance de la fonction de charge en incluant l'évolution temporelle de la solution optimale dans l'équation récursive de la fonction de charge (2.10) et dans l'équation récursive du désalignement (2.16).

Chapitre 3

Compensation numérique des spurs dans un terminal RF

Sommaire

3.1	Principe	65
3.1.1	Rappel de l'origine et des imperfections	65
3.1.2	Modèle Bande de Base	66
3.2	Cas une spur : Algorithme de compensation et performances	68
3.2.1	Génération de la référence	68
3.2.2	Algorithme LMS et outil de mesure de performances	68
3.2.2.1	Structure de compensation	68
3.2.2.2	Mesure de performance	68
3.2.2.3	Filtre optimal	69
3.2.2.4	Algorithme LMS	70
3.2.3	Performances asymptotiques de la structure de Compensation	70
3.2.3.1	Performance Asymptotique	71
3.2.3.2	Schéma équivalent dans le domaine en Z	73
3.2.3.3	Analyse fréquentielle des imperfections	75
3.2.4	Discussion et lien entre les paramètres physiques et le modèle	78
3.2.4.1	Lien avec le décalage de fréquence	79
3.2.4.2	Lien avec le bruit de phase	80
3.2.4.3	Performance en présence d'un bruit de phase asservie par PLL	80
3.2.5	Performance transitionnelle et système auto-adaptatif	81
3.2.5.1	Performance transitionnelle	82
3.2.5.2	Système auto-adaptatif	83
3.3	Extension à la problématique des spurs multiples	84
3.3.1	Modèle bande de base	85
3.3.2	Algorithme de compensation multi-spurs et performances	86
3.4	Application aux modulations numériques et taux d'erreur	90
3.4.1	Contexte des signaux de communication numérique et performances	90
3.4.1.1	Contexte	90

3.4.1.2	Performance en présence de signaux de communication numérique	90
3.4.2	Performances en terme de taux d'erreur	92
3.4.2.1	Modulation QPSK	93
3.4.2.2	Standard WCDMA	94
3.4.2.3	Modulation OFDM	94
3.5	Conclusion du chapitre	98

On présente dans ce chapitre les performances d'un supprimeur numérique de spurs. Les spurs sont des pollutions bande étroite qui surviennent dans l'étage de réception. L'algorithme utilisé est basé sur la génération d'une référence utilisant la connaissance *a priori* de la fréquence de la spur. L'origine et le modèle numérique sont détaillés dans la partie 1.2.2.1.

Nos contributions principales associées à la compensation numérique des spurs sont les suivantes :

- ✕ Proposition et étude analytique d'un algorithme LMS dédié à l'annulation de plusieurs spurs présentes dans un récepteur RF, en prenant en compte les imperfections matérielles du système (décalage de fréquence et bruit de phase), avec une interprétation fréquentielle du système obtenu (équivalence avec un filtre coupe bande à réponse impulsionnelle infinie du premier ordre).
- ✕ Calcul des expressions théoriques des performances, permettant de paramétrer le LMS de manière à avoir des performances optimales (au sens de la minimisation de la variance asymptotique) en prenant en compte les imperfections matérielles.
- ✕ Ajout d'une sur-couche de pas auto-adaptative à l'algorithme LMS de manière à limiter le régime transitionnel de la méthode et accélérer la convergence de la méthode.
- ✕ Généralisation des formules de performance théorique sur des signaux de modulation numérique et analyse de l'impact des spurs et de la compensation sur des modulations usuelles.

Ce chapitre a par ailleurs fait l'objet des publications suivantes :

- [Gerzaguet et al., 2013b] : Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., and Belveze, F. (2013b). Performances d'un supprimeur numérique adaptatif de *spurs* dans un terminal radio-fréquence multistandard en présence d'imperfections sur la référence. In *Proc. 24eme colloque Grets*, pages 1–4
- [Gerzaguet et al., 2013a] : Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., and Belveze, F. (2013a). Architectures numériques parallèles et successives pour la suppression de *spurs* multiples dans un terminal radio fréquence multi-standard et performances théoriques. In *Proc. 24eme colloque Grets*, pages 1–4
- [Gerzaguet et al., 2014b] : Gerzaguet, R., Ros, L., Belveze, F., and Brossier, J.-M. (2014b). On the performance of digital adaptive spur cancellation for multi-standard radio frequency transceivers. *Digital Signal Processing*, 33:Pages 83–97

Dans la première partie du chapitre, on rappelle l'origine des spurs ainsi que le modèle

bande de base adopté qui prend en compte les imperfections matérielles du système.

Dans la seconde partie, on propose une stratégie de compensation pour un signal pollué par une spur. La compensation est basée sur un algorithme LMS, piloté par une référence, dont on étudie les performances asymptotiques et transitionnelles théoriques. On propose une analogie entre l'approche algorithmique du supprimeur de spur et une approche filtrage coupe-bande ainsi qu'une analyse de l'impact fréquentiel des imperfections. On termine cette partie par l'ajout d'une sur-couche auto-adaptative, présentée dans le chapitre précédent, qui a pour but de limiter le régime transitionnel de notre méthode tout en conservant un régime asymptotique prévisible.

Enfin, dans la dernière partie, on généralise ces travaux au contexte d'un supprimeur de spurs multiples (ou multi-spurs) dont l'architecture est basée sur la parallélisation du bloc précédemment étudié. On calcule les performances théoriques de cette architecture et on observe également l'impact de la pollution des spurs et de leur compensation sur quelques modulations numériques (en ayant préalablement étendu le calcul de performance à ces familles de signaux), validant l'utilisation d'une telle approche pour le contexte des transmissions RF.

3.1 Principe

3.1.1 Rappel de l'origine et des imperfections

Les spurs sont des pollutions bande étroite qui proviennent des harmoniques des horloges. Elles apparaissent dans la bande du signal d'intérêt dans des cas précis où il y a coïncidence entre l'un des multiples de la fréquence du fondamental de l'horloge et la bande haute fréquence du signal de réception [cf (1.13)]. De fait, la spur se mêle alors au signal et se retrouve en bande de base du fait du démodulateur. Le synoptique d'apparition des spurs est rappelé figure 3.1.

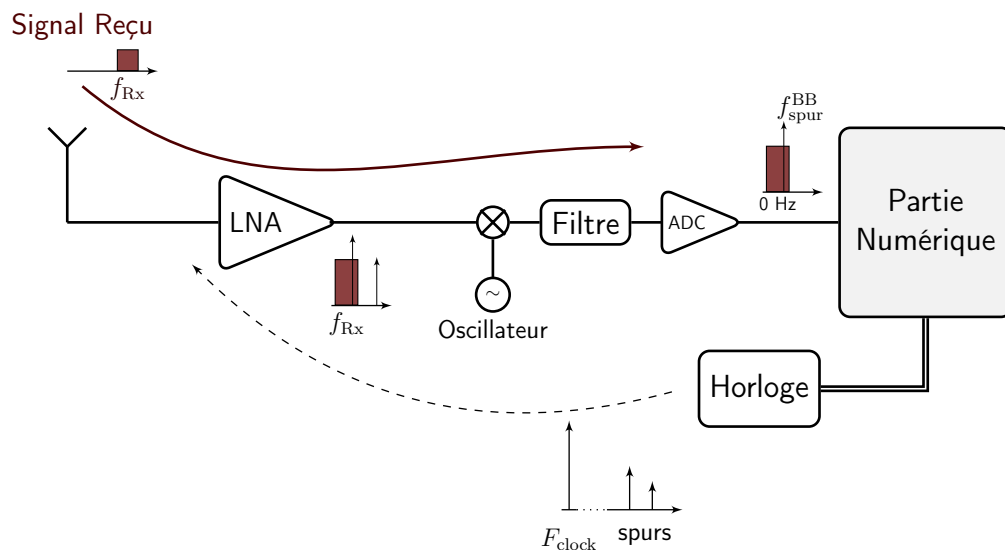


FIGURE 3.1 – Synoptique de l'apparition d'une spur en bande de base.

La spur se comporte donc comme une fréquence pure, de fréquence *a priori* en bande de base f_{spur}^{BB} . On rappelle que cette fréquence *a priori* est parfaitement connue, via (1.14),

et que l'un des paramètres nécessaires à la création de l'algorithme est la pulsation de cette spur en bande de base définie par (1.16)

$$\omega = \frac{2\pi f_{\text{spur}}^{\text{BB}}}{F} .$$

Par ailleurs, dans le cadre de ces travaux, on prend en compte les imperfections matérielles :

- Il y a un décalage entre la fréquence *a priori* de la spur, définie via (1.14), et la fréquence effective de la spur. Ce décalage, constant, est notamment dû aux imperfections associées aux fréquences effectives des composants (incertitude sur la fréquence de l'oscillateur associé à la démodulation par exemple). Ce décalage est constant et est noté δ_ω .
- Le bruit de phase rend la phase de la spur variable au cours du temps et on note la phase $\phi(n)$

3.1.2 Modèle Bande de Base

Dans cette partie, on suppose que le signal de réception est pollué par une seule spur, le signal observé dans l'étage de réception, échantillonné au temps symbole T_{Rx} est alors

$$d(n) = x(n) + b(n) + s(n) , \quad (3.1)$$

où $d(n)$ est le signal observé, $x(n)$ est le signal utile, $b(n)$ le bruit blanc additif gaussien circulaire, centré, de variance σ_b^2 et $s(n)$ la spur additive. On représente sur la figure 3.2 un signal suivant une modulation Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) (ici adapté à la configuration du LTE 3MHz dont les paramètres sont explicités dans l'annexe A.3) pollué par une spur dont la fréquence bande de base est de -1 MHz. Cette spur est affectée par un bruit de phase qui suit le modèle défini dans (3.4) avec $\sigma_\xi^2 = 10^{-8}$.

A partir du modèle de pollution proposé dans (1.21), on rappelle que l'évolution de la spur est :

$$s_{\text{spur}}(n) = Ae^{j(\omega+\delta_\omega)n+j\phi_0+j\phi(n)} , \quad (3.2)$$

où

- $Ae^{j\phi_0}$ correspond à l'amplitude complexe de la spur,
- δ_ω est le décalage de fréquence,
- $\phi(n)$ correspond au bruit de phase.

Ce chapitre a pour but de proposer et d'étudier une méthode qui puisse garantir une réjection de la composante de la spur. La méthode que l'on va développer a une capacité de suivi (« tracking ») intrinsèque, c'est-à-dire qu'elle va être capable de suivre la composante issue des imperfections sans qu'il soit nécessaire de modéliser ces imperfections dans le modèle algorithme de compensation. Ainsi, trois remarques peuvent être faites :

- la méthode de compensation est générique et sera fonctionnelle en présence de différents modèles de bruit de phase (par exemple, le modèle de bruit de phase issue d'un modèle brownien ou d'une PLL, tel que décrit dans (1.20)),
- les imperfections sont donc réellement vues comme des pollutions non maîtrisées et vont impacter le fonctionnement de l'algorithme,

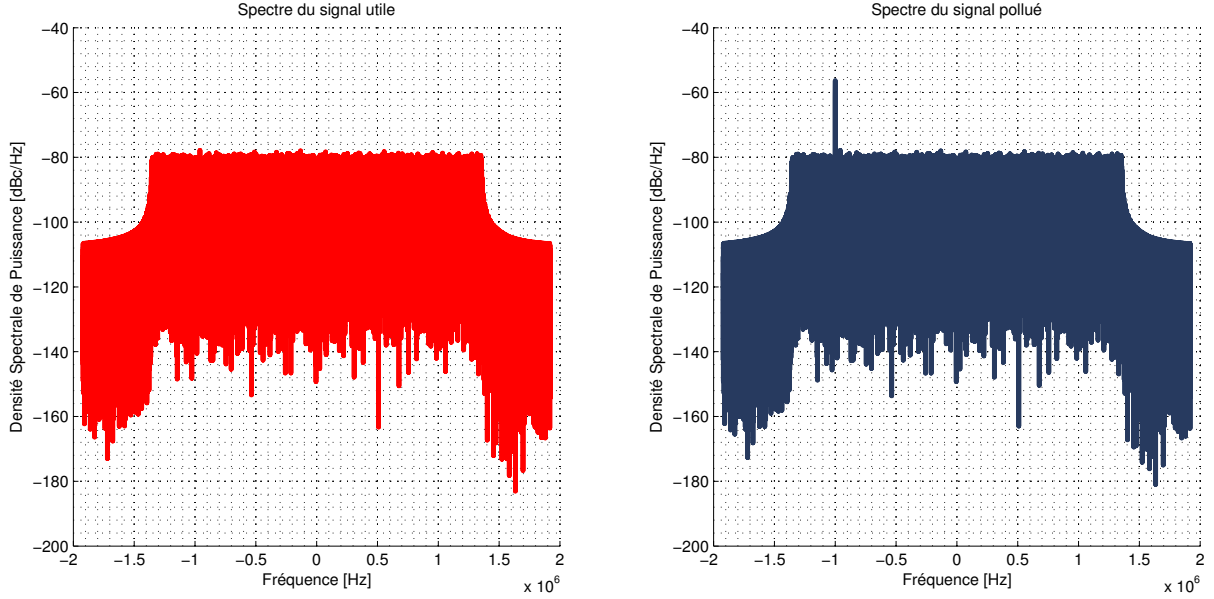


FIGURE 3.2 – Spectre d’un signal utile (suivant une modulation LTE 3MHz) idéal (à gauche) et pollué par une spur situé à -1MHz après démodulation (à droite).

- le calcul des performances sera en revanche dépendant du modèle de pollution utilisée.

L’objectif principal est de quantifier les performances de l’algorithme d’annulation de spurs. Cet algorithme n’a pas pour vocation de supprimer le terme de bruit additif $b(n)$ et par conséquent, pour l’établissement des performances de l’algorithme, on considère que le bruit fait partie du signal désiré. En d’autres termes, du point de vue de l’algorithme de suppression de spurs, le signal désiré correspond à l’observation sans le terme de spur additive. On réécrit donc le modèle d’observation en introduisant $x_b(n)$ le signal désiré qui correspond au signal utile bruité par $b(n)$

$$d(n) = x_b(n) + Ae^{j(\omega+\delta_\omega)n+j\phi_0+j\phi(n)} \quad (3.3)$$

avec $x_b(n) = x(n) + b(n)$.

On supposera pour les parties suivantes que le modèle d’évolution est brownien (1.18). On rappelle alors que l’évolution temporelle de la phase est la suivante :

$$\phi(n) = \phi(n-1) + \xi(n) , \quad (3.4)$$

où $\phi(0) = 0$, $\xi(n)$ est le bruit d’état du bruit de phase considéré comme un bruit blanc gaussien réel centré et de variance σ_ξ^2 .

Par ailleurs pour le calcul des performances du système, on réalise les hypothèses suivantes :

- ★ le signal désiré $x_b(n)$ est supposé blanc circulaire gaussien de variance $\sigma_{x_b}^2$ ¹.

1. Cette hypothèse, nécessaire pour l’établissement des performances théoriques, est contraignante surtout dans le contexte des signaux de communication numérique et on verra dans la partie 3.4.1.2 que l’on peut relâcher en partie cette contrainte pour étendre les résultats théoriques à des signaux de communication réalistes.

- ★ le décalage de fréquence normalisé δ_ω est supposé faible ($\delta_\omega \ll 1$),
- ★ la variance du bruit de phase σ_ξ^2 est supposée faible ($\sigma_\xi^2 \ll 1$).

3.2 Cas une spur : Algorithme de compensation et performances

3.2.1 Génération de la référence

Pour réaliser une méthode de compensation efficace, on utilise la connaissance de la pulsation *a priori* ω pour générer une référence. Cette référence est une image du pollueur et correspond à une spur artificielle de même pulsation. On note la référence $u(n)$ qui s'exprime comme étant

$$u(n) = B e^{j\omega n + j\phi_R}, \quad (3.5)$$

où B est l'amplitude de la référence et ϕ_R sa phase. On la formalise dans le cas général avec une amplitude non unitaire et une phase non nulle. Il est à noter que cette référence est numérique et peut être générée récursivement à partir de la référence initiale $u_0 = B e^{j\phi_R}$. La référence $u(n)$ peut être alors générée via

$$u(n) = u(n-1) \times e^{j\omega}. \quad (3.6)$$

La référence étant synthétisée, elle est affectée par les problématiques de quantification intrinsèques à ces signaux :

- La référence $u(n)$ est affectée par un bruit de quantification. Cependant, on suppose que $u(n)$ est représentée sur un nombre suffisant de bits pour que celui-ci soit négligeable [en se référant à (1.12)],
- la pulsation ω est également affectée d'un biais associé à la quantification, mais on place ce décalage dans le décalage de pulsation δ_ω .

3.2.2 Algorithme LMS et outil de mesure de performances

3.2.2.1 Structure de compensation

L'algorithme LMS utilisé, présenté dans la partie 2.2.1 (suppresseur de bruit), donne lieu à une méthode en ligne, c'est-à-dire qu'à chaque itération, pour chaque échantillon d'observation $d(n)$, il y a un échantillon compensé (c'est-à-dire avec application de l'algorithme de compensation) $e(n)$.

Pour réaliser la compensation, une estimation de la spur polluante $\hat{s}(n)$ est réalisée en utilisant la référence $u(n)$. La sortie compensée $e(n)$ est obtenue par soustraction entre l'observation $d(n)$ et l'estimation précédente $\hat{s}(n)$. Le synoptique du système de compensation est présenté figure 3.3.

3.2.2.2 Mesure de performance

On introduit l'erreur d'estimation $\epsilon_{\text{spur}}(n)$ associée à l'étape de compensation des spurs, définie par

$$\epsilon_{\text{spur}}(n) = e(n) - x_b(n). \quad (3.7)$$

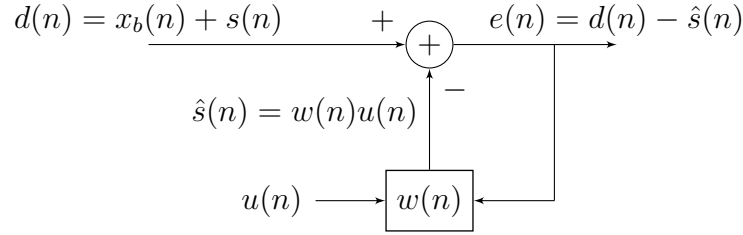


FIGURE 3.3 – *Synoptique du système de compensation des spurs basé sur une approche en ligne utilisant une référence.*

Les performances de l'algorithme seront décrites par le Rapport Signal plus Bruit sur Interférence (RSBI), défini par

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_{\epsilon_{\text{spur}}}}{\sigma_{x_b}^2} \right) , \quad (3.8)$$

où $P_{\epsilon_{\text{spur}}}$ est l'erreur quadratique moyenne issue de l'erreur d'estimation préalablement introduite. Comme dit précédemment, on utilise une mesure de RSBI et non de RSIB (Rapport Signal sur Interférence plus Bruit) car dans ce cas on mesurerait l'impact de la compensation et du bruit additif et non de l'étage de compensation seul. Tel qu'introduit dans (3.8), l'objectif est de maximiser cette grandeur pour garantir les meilleures performances possibles.

On sera amené dans la suite de la thèse à parler de niveau initial de pollution : ce niveau correspond à une mesure de RSBI avant compensation, où le niveau d'interférence est maximal. Par définition, il s'exprime comme étant

$$\text{RSBI}_{\text{init}} = -10 \log_{10} \left(\frac{A^2}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (3.9)$$

En pratique, spécifier un niveau de pollution initial en dB nous fixe la valeur de l'amplitude du pollueur, supposée constante².

3.2.2.3 Filtre optimal

Dans une perspective d'analyse des performances algorithmiques, on introduit le coefficient optimal d'annulation de spur, noté w_{opt} et qui annule parfaitement le terme de spur [et donc le terme d'erreur d'estimation $\epsilon_{\text{spur}}(n)$] à chaque instant :

$$w_{\text{opt}}(n)u(n) = s_{\text{spur}}(n) \quad \forall n \in \mathbb{N} . \quad (3.10)$$

Au vu du modèle introduit dans (3.1) et de la référence synthétisée dans (3.5), l'expression du coefficient optimal est fonction du décalage de fréquence δ_ω et du bruit de phase $\phi(n)$

$$w_{\text{opt}}(n) = \frac{A}{B} e^{j(\phi_0 - \phi_R)} e^{j\delta_\omega n} e^{j\phi(n)} . \quad (3.11)$$

2. Comme précisé dans le chapitre 2, le niveau de la pollution sera principalement dicté par le contrôle de gain puisque la fuite statique n'a pas de raison d'évoluer fortement au cours du temps. On peut supposer que l'on aura donc un niveau de pollution au moins constant par morceau et pouvant subir des reconfigurations. Cet aspect est traité par la sur-couche auto-adaptative présentée dans la partie 3.2.5.2

L'utilisation de (3.11) dans le schéma de compensation présenté sur la figure 3.3 permet d'avoir une récupération idéale du signal d'intérêt bruité $x_b(n)$. Cependant, comme une majorité des paramètres (l'amplitude et la phase initiale du pollueur, le décalage de fréquence et l'évolution du bruit de phase) sont inconnus, le coefficient idéal ne peut être utilisé directement et une estimation récursive de celui-ci doit être réalisée.

3.2.2.4 Algorithme LMS

L'estimation récursive du coefficient de pollution $w(n)$ qui est multiplié par la référence $u(n)$ est effectuée par un algorithme LMS tel que décrit dans la partie 2.2.3, où l'on cherche à minimiser la puissance moyenne du signal de sortie (ou signal d'erreur) :

$$\hat{s}(n) = w(n)u(n) \quad (3.12)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{s}(n) \quad (3.13)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu u^*(n)e(n) , \quad (3.14)$$

où μ est le pas de l'algorithme LMS. La mise à jour du coefficient récursif est donc réalisée par (3.14), ce qui correspond à une mise à jour du gradient stochastique, en prenant la puissance instantanée du signal compensé $e(n)$ (passage à l'approximation stochastique).

Dans le cadre d'un filtre optimal statique, c'est-à-dire en absence de décalage de fréquence et de bruit de phase l'algorithme LMS est alors solution des équations de Yule-Walker et converge vers la partie statique de (3.11). Ici la solution est non constante, ce qui implique que l'algorithme doit avoir une capacité de suivi (ou *tracking*), de manière à ce qu'il reste au voisinage de la solution si celle-ci est variante au cours du temps.

3.2.3 Performances asymptotiques de la structure de Compensation

Comme expliqué dans le chapitre précédent, l'établissement d'une méthode de compensation numérique dédiée à un type d'interférence n'est que la seconde étape du cheminement complet associé à l'étude d'une auto-interférence. Cette seconde étape suit l'établissement du modèle numérique et il est primordial de contrôler la méthode alors mise en place, notamment par rapport au modèle numérique initial. En conséquence, au vu du cahier des charges initial fixé, et comme précisé dans le chapitre 2, il est notamment nécessaire de pouvoir établir trois points :

- Les performances asymptotiques de la méthode, en fonction des paramètres de l'algorithme et du modèle de manière à être capable de fixer le point de fonctionnement qui satisfasse les prérequis de performance,
- Les performances en fonction des imperfections en présence de manière à contrôler le fonctionnement de l'algorithme dans un cas pratique,
- Les performances transitionnelles pour veiller à ce que l'établissement d'une performance asymptotique voulue n'implique pas une condition non acceptable sur le temps nécessaire à l'établissement de ce régime.

3.2.3.1 Performance Asymptotique

Dans un premier temps, on calcule les performances asymptotiques du système, c'est-à-dire le niveau final de réjection de la spur à partir du modèle (3.1) et de l'algorithme LMS proposé dans la partie (3.2.2.4). Pour le calcul de performance, on introduit le coefficient de désalignement (*misalignment* en anglais), noté $v(n)$, et qui est par définition l'écart entre la valeur du coefficient $w(n)$ de l'algorithme LMS et le coefficient optimal $w_{\text{opt}}(n)$ défini dans (3.10).

$$v(n) = w(n) - w_{\text{opt}}(n) . \quad (3.15)$$

D'après la définition de $v(n)$, en reprenant le modèle d'observation de (3.1) et la sortie de l'algorithme $e(n)$ de (3.13), il vient

$$e(n) = x_b(n) - v(n)u(n) . \quad (3.16)$$

L'erreur d'estimation est alors directement fonction du coefficient de désalignement et vaut

$$\epsilon_{\text{spur}}(n) = v(n)u(n) . \quad (3.17)$$

L'expression des performances asymptotiques se fait via l'expression analytique de l'erreur quadratique moyenne $P_{\epsilon_{\text{spur}}}$. En conséquence, le problème revient à exprimer le désalignement quadratique moyen. En supposant l'indépendance entre la référence $u(n)$ et le coefficient de désalignement $v(n)$, en liant (3.8) et (3.17), l'expression du RSBI devient alors

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left(\frac{B^2 P_v}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (3.18)$$

Le désalignement quadratique moyen $\lim_{n \rightarrow \infty} E[|v(n)|^2]$ se calcule en exprimant son expression récursive, comme réalisé dans l'annexe B.1. L'expression du RSBI asymptotique est donc la suivante :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left[\underbrace{\frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2}}_{\text{Erreur Statique}} + \underbrace{\frac{Q(B, A, \mu, \delta_\omega, \sigma_\xi^2)}{\mu \sigma_{x_b}^2 (2 - \mu B^2)}}_{\text{Erreur Dynamique}} \right] , \quad (3.19)$$

où

$$Q(B, A, \mu, \delta_\omega, \sigma_\xi^2) = \frac{A^2}{B^2} (\sigma_\xi^2 + \delta_\omega^2) + \frac{2A^2(1 - \mu B^2)\delta_\omega^2(\mu B^2\delta_\omega^2 - \delta_\omega^2 + \mu B^2)}{B^2(\mu^2 B^4\delta_\omega^2 - 2\mu B^2\delta_\omega^2 + \mu^2 B^4)} \quad (3.20)$$

est appelé coefficient de pollution et modélise l'impact des imperfections de la spur (décalage de fréquence, caractéristiques du bruit de phase) sur les performances asymptotiques. L'expression théorique de la performance asymptotique de l'algorithme est donc composée de deux termes :

- Un terme **d'erreur statique** : ce terme est dû à la présence du signal utile qui vient « bruite » l'image du pollueur dans l'algorithme. Il implique une relation linéaire entre la valeur du pas et la performance asymptotique du système : plus le pas de fonctionnement est faible, plus le niveau final de réjection sera important et meilleures seront les performances.

- Un terme **d'erreur dynamique** : ce terme modélise l'impact de l'utilisation d'une référence non parfaite [au sens où $u(n)$ n'est pas une image de $s(n)$ à un coefficient complexe constant près, du fait du bruit de phase et du décalage de fréquence] dans l'algorithme LMS. De fait, l'algorithme doit avoir une capacité de suivi, car la solution optimale est non constante. L'ensemble des contributions est rassemblé dans le coefficient $Q(B, A, \mu, \delta_\omega, \sigma_\xi^2)$. Ce terme vient limiter le niveau possible d'annulation de l'interférence puisque l'utilisation d'un pas trop petit induira une erreur de trainée de l'algorithme, celui-ci ne pouvant plus suivre les variations temporelles de la solution optimale [définie dans (3.11)].

On voit par ailleurs que les performances ne sont pas dépendantes de μ , mais de μB^2 , ce qui correspond à une valeur de pas multipliée par la puissance de la référence $u(n)$. Il s'agit ici d'un résultat bien connu pour l'algorithme LMS, où les performances asymptotiques sont dépendantes de l'inverse de la trace de la matrice de covariance de la référence dans le cas vectoriel (qui se ramène à l'inverse de la puissance dans le cas scalaire). On retrouve à ce propos la condition de stabilité de l'algorithme LMS, c'est-à-dire la condition sur la valeur du pas pour garantir la convergence du système vers la solution optimale [Haykin, 1996, Section 9-4] :

$$\mu < \mu_{\max} < \frac{2}{B^2} \quad (3.21)$$

Si on suppose que la valeur du pas est faible devant 1 ($\mu \ll 1$), on peut alors maximiser l'expression précédente, c'est-à-dire obtenir l'expression d'un pas optimal, valable si $\delta_\omega \neq 0$, et qui correspond à la valeur du pas qui permet le meilleur niveau de réjection (cf annexe B.2) :

$$\mu_{\text{opt}} = \left(\frac{A^2 \sqrt{\frac{108 \sigma_{x_b}^2 \delta_\omega^4 - \sigma_\xi^2 A^2}{\sigma_{x_b}^2}}}{3^{\frac{3}{2}} \sigma_{x_b}^2 B^6} + \frac{2 A^2 \delta_\omega^2}{\sigma_{x_b}^2 B^6} \right)^{\frac{1}{3}} + \frac{\sigma_\xi^2 A^2}{3 \sigma_{x_b}^2 B^4 \left(\frac{A^2 \sqrt{\frac{108 \sigma_{x_b}^2 \delta_\omega^4 - \sigma_\xi^2 A^2}{\sigma_{x_b}^2}}}{3^{\frac{3}{2}} \sigma_{x_b}^2 B^6} + \frac{2 A^2 \delta_\omega^2}{\sigma_{x_b}^2 B^6} \right)^{\frac{1}{3}}} \quad (3.22)$$

Ce pas optimal résulte du compromis présent entre le terme statique (qui implique des performances d'autant meilleures que le pas aura une valeur faible) et le terme dynamique (qui implique une valeur de pas qui doit être suffisamment importante pour suivre les variations de la solution optimale).

En fixant le niveau initial de pollution [c'est-à-dire la valeur de l'amplitude de la spur A via (3.9)], les performances asymptotiques dépendent de μB^2 , δ_ω et σ_ξ^2 . On représente sur la figure 3.4 l'évolution des performances asymptotiques pour plusieurs couples $(\delta_\omega, \sigma_\xi^2)$ en fonction du point de fonctionnement μB^2 , en supposant un niveau de pollution initial de 0 dB.

L'évolution asymptotique des performances simulées est donc conforme à la théorie exprimée dans (3.19). On retrouve bien les deux modes. Lorsque le pas a une valeur importante ($\mu > \mu_{\text{opt}}$), c'est le terme statique qui est prédominant et les performances sont linéairement croissantes en fonction de la décroissance du pas (régime à droite du pas

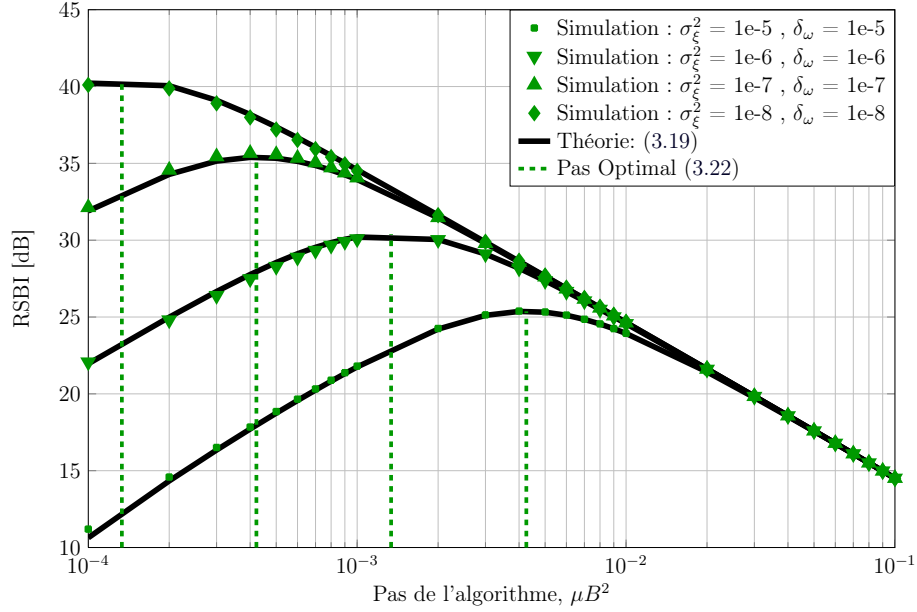


FIGURE 3.4 – Performances asymptotiques théoriques et simulées de l'algorithme de suppression de spur en fonction du pas de fonctionnement de l'algorithme μB^2 , pour une spur polluante de RSBI initial 0dB et différents couples associés aux imperfections $(\delta_\omega, \sigma_\xi^2)$.

optimal sur la figure). Lorsque le pas a une valeur faible ($\mu < \mu_{\text{opt}}$), les performances décroissent lorsque le pas décroît : on a une perte de performance qui est due à la présence du terme dynamique et le système n'est plus capable de suivre les variations de la solution optimale. Le système passe donc bien par un point de fonctionnement optimal dont l'expression est donnée par (3.22).

3.2.3.2 Schéma équivalent dans le domaine en Z

Dans la partie précédente on a étudié les performances asymptotiques de la méthode, en utilisant la formulation récursive de l'algorithme LMS pour en déduire les performances. Il est cependant intéressant d'analyser l'interprétation fréquentielle de notre méthode, dans le cas d'une pollution par une spur.

En effet, la spur, comme on le voit sur la figure 3.2, a un contenu spectral extrêmement étroit puisqu'elle est théoriquement (sans bruit de phase) un dirac fréquentiel : ainsi, l'algorithme LMS, par la suppression de ce contenu spectral étroit, semble s'apparenter à une simple opération de filtrage coupe-bande.

En effet, en reprenant les équations de l'algorithme (3.12), (3.13) et (3.14), la mise à jour peut également s'exprimer comme étant :

$$w(n+1) = (1 - \mu B^2)w(n) + \mu d(n)u^*(n) . \quad (3.23)$$

ce qui signifie que l'algorithme peut être vu comme un filtre passe-bas qui filtre l'entrée $d(n)u^*(n)$ et qui est paramétrée par μB^2 et le schéma équivalent est présenté sur la figure 3.5.

Le signal observé $d(n)$ est donc d'abord translaté fréquentiellement de $-\omega$ puis filtré par le filtre passe pas L . En effet, le signal translaté $d(n)u^*(n)$ est un signal dont la spur

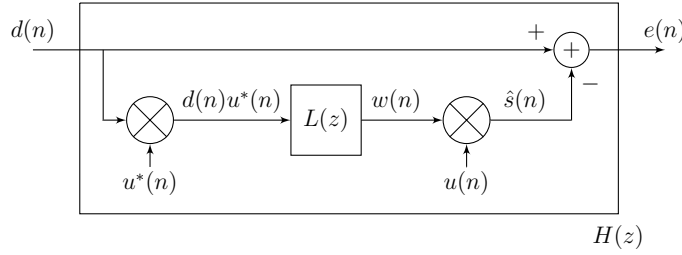


FIGURE 3.5 – Schéma équivalent de l'algorithme LMS dédié à la suppression d'une spur, dans le domaine fréquentiel. $L(z)$ correspond au filtre passe-bas et $H(z)$ au filtre global équivalent.

est à δ_ω et cette spur est filtrée par L . Le résultat du filtrage est alors translaté fréquentiellement de ω , de manière à retrouver le bon emplacement spectral.

A partir de (3.23), l'expression du filtre passe-bas est la suivante :

$$L(z) = \frac{W(z)}{U^*(z) * D(z)} = \frac{\mu}{z - (1 - \mu B^2)} , \quad (3.24)$$

où l'on note $*$ la convolution dans le domaine en Z . Ce filtre a donc une fréquence de coupure à 3 dB de μB^2 (si $\mu B^2 \ll 1$). Il y a donc équivalence entre algorithme LMS pour la suppression de spur et filtrage ; et le point de fonctionnement de l'algorithme μB^2 correspond à la fréquence de coupure du filtre équivalent. Cependant, c'est ici la structure globale qui nous intéresse, c'est-à-dire l'opération de filtrage direct de $d(n)$. En reprenant l'expression de la sortie de l'algorithme via (3.13), il vient

$$\begin{aligned} E(z) &= D(z) - W(z) * U(z) \\ &= D(z) - \{L(z)[D(z) * U^*(z)]\} * U(z) \\ &= D(z) - [BL(z)D(ze^{j\omega})] * U(z) . \end{aligned}$$

En notant

$$G(z) = BL(z)D(ze^{j\omega})$$

de manière à ce que

$$\begin{aligned} E(z) &= D(z) - BG(ze^{-j\omega}) = D(z) - BL(ze^{-j\omega})D(z) \\ &= D(z) - [BL(z) * U(z)]D(z) . \end{aligned}$$

Les différentes opérations (translation, filtrage et translation inverse) peuvent être synthétisées dans un même filtre $H(z)$, dont l'expression de la transformée en Z est la suivante :

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = 1 - BL(z) * U(z) . \quad (3.25)$$

A partir de l'expression de $L(z)$ déduite en (3.24), l'expression du filtre est donc

$$\begin{aligned} H(z) &= 1 - \frac{\mu B^2}{ze^{j\omega} - (1 - \mu B^2)} \\ &= \frac{1 - z^{-1}e^{j\omega}}{1 - (1 - \mu B^2)e^{j\omega}z^{-1}} . \end{aligned} \quad (3.26)$$

Ainsi donc, pour la suppression d'une spur, l'algorithme LMS ici utilisé est équivalent à une opération de filtrage coupe bande autour de la pulsation w et paramétrée par le point de fonctionnement de l'algorithme μB^2 . Il est par ailleurs à noter que c'est précisément ce filtre qui est utilisé dans [Gunturi and Balakrishnan, 2009], dans un article dédié à la suppression de spur via une approche purement filtrage.

On représente alors sur la figure 3.6 la réponse fréquentielle du filtre coupe bande équivalent pour une spur présente à $f_{\text{spur}} = 500$ kHz, avec une fréquence d'échantillonnage $Fe = 1.92$ MHz, pour différentes fréquences de coupures. Ceci valide l'analogie entre l'approche algorithmique et l'approche filtrage, le gabarit de $H(z)$ étant bien celui d'un filtre coupe-bande.

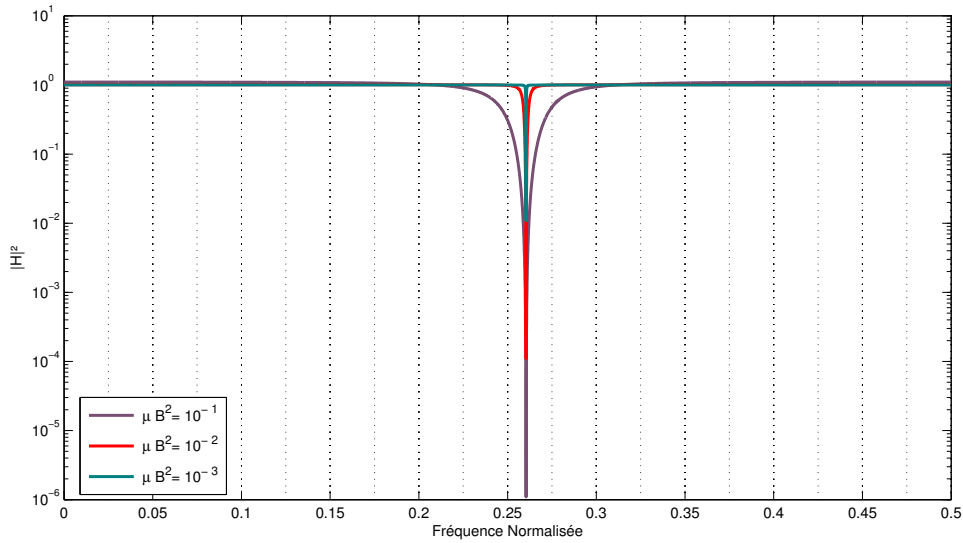


FIGURE 3.6 – Réponse fréquentielle du filtre coupe bande équivalent $H(z)$ défini par (3.26) pour différentes valeurs de μB^2

3.2.3.3 Analyse fréquentielle des imperfections

Dans la partie précédente, on a vu l'analogie entre l'algorithme LMS et une approche de filtrage coupe-bande autour de la fréquence de la spur. Il peut être maintenant intéressant d'analyser l'impact des imperfections dans le domaine fréquentiel et de déduire les performances dans des cas spéciaux : avec la présence uniquement d'un décalage de fréquence, ou d'un bruit de phase uniquement.

Cas décalage de fréquence seul :

Si on considère uniquement la présence d'un décalage de fréquence (c'est-à-dire $\sigma_\xi^2 = 0$), le facteur de pollution issu de (3.20) devient alors

$$Q^{\text{DF}}(B, A, \mu, \delta_\omega) = \frac{A^2 \delta_\omega^2}{B^2} + \frac{2A^2(1 - \mu B^2) \delta_\omega^2 (\mu B^2 \delta_\omega^2 - \delta_\omega^2 + \mu B^2)}{B^2 (\mu^2 B^4 \delta_\omega^2 - 2\mu B^2 \delta_\omega^2 + \mu^2 B^4)}. \quad (3.27)$$

On suppose que la valeur du décalage de fréquence est plus faible que la valeur du pas μ .

La performance asymptotique du système sous cette hypothèse devient alors

$$\text{RSBI}^{\text{DF}} \simeq -10 \log_{10} \left[\frac{\mu B^2}{2} + \frac{A^2 \delta_\omega^2}{\sigma_{x_b}^2 \mu^2 B^4} \right] . \quad (3.28)$$

Il est à noter que cette expression peut être obtenue par une approche temporelle [similaire à celle qui conduit à (3.19)] mais peut également être obtenue à l'aide d'une représentation fréquentielle basée sur l'expression du filtre passe-bas $L(z)$ défini dans (3.24) et sur un calcul de densité spectrale de puissance (cf annexe B.3).

En absence de décalage de fréquence, le filtre passe-bas $L(z)$ filtre la composante continue, issue de la translation fréquentielle du signal et de la spur. En présence de décalage de fréquence, la spur translatée ne se retrouve pas en 0, mais décalée en $-\delta_\omega$. L'hypothèse $\delta_\omega \ll \mu$ correspond à avoir un filtre passe-bas qui soit de fréquence de coupure supérieure au décalage de fréquence qui est une condition nécessaire pour garantir le bon filtrage de la spur par le filtre $L(z)$. Si cette condition n'est pas respectée, on va alors filtrer le signal utile et ne pas filtrer la spur, ce qui entraîne une perte de performance.

A partir de la maximisation de (3.28), une expression simplifiée du pas optimal en présence du décalage de fréquence peut être obtenue

$$\mu_{\text{opt}}^{\text{DF}} = \frac{1}{B^2} \sqrt[3]{\frac{4A^2 \delta_\omega^2}{\sigma_{x_b}^2}} . \quad (3.29)$$

On représente la performance de l'algorithme en fonction du pas μB^2 , pour différentes valeurs de décalage de fréquence δ_ω sur la figure 3.7. On observe la corroboration entre la théorie et la simulation et une courbe voisine à celle présentée dans la figure 3.4 où deux modes sont présents : le mode statique et le mode dynamique.

La valeur maximale du RSBI (valeur maximale théoriquement atteignable, si l'algorithme est à son point de fonctionnement optimal) peut alors être déduite :

$$\text{RSBI}_{\text{Max}}^{\text{DF}} = -\frac{1}{3} 10 \log_{10} \left[\frac{27A^2 \delta_\omega^2}{16\sigma_{x_b}^2} \right] . \quad (3.30)$$

On représente l'évolution du RSBI maximal en fonction du décalage de fréquence sur la figure 3.8. Ainsi, on observe une perte de 6.66 dB par décade d'augmentation du décalage de fréquence.

Cas bruit de phase seul : On considère que le décalage de fréquence est ici nul ($\delta_\omega = 0$). Avec uniquement du bruit de phase, le facteur de pollution devient

$$Q^{\text{BP}}(B, A, \mu, \sigma_\xi^2) = \frac{A^2}{B^2} \sigma_\xi^2 , \quad (3.31)$$

et les performances asymptotiques associées sont alors

$$\text{RSBI}^{\text{BP}} = 10 \log_{10} \left[\frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2} + \frac{A^2 \sigma_\xi^2}{\sigma_{x_b}^2 \mu B^2 (2 - \mu B^2)} \right] . \quad (3.32)$$

En absence de bruit de phase, la spur est un dirac fréquentiel. En revanche, le bruit de phase étale fréquentiellement la spur. Ainsi, si la fréquence de coupure du filtre équivalent

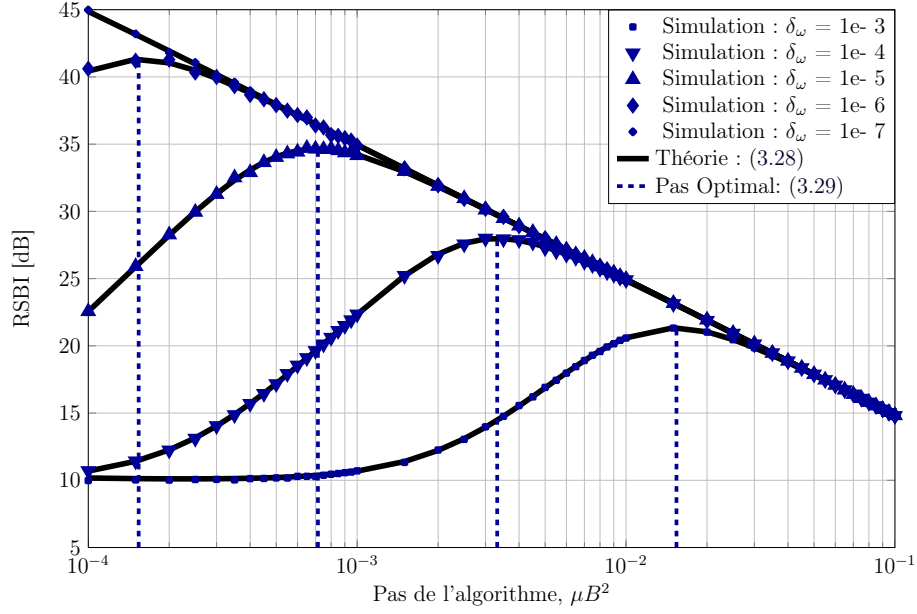


FIGURE 3.7 – Performances théoriques et simulées du RBSI asymptotique de l'algorithme LMS en fonction du pas de l'algorithme, pour différentes valeurs du décalage de fréquence δ_ω et en absence de bruit de phase.

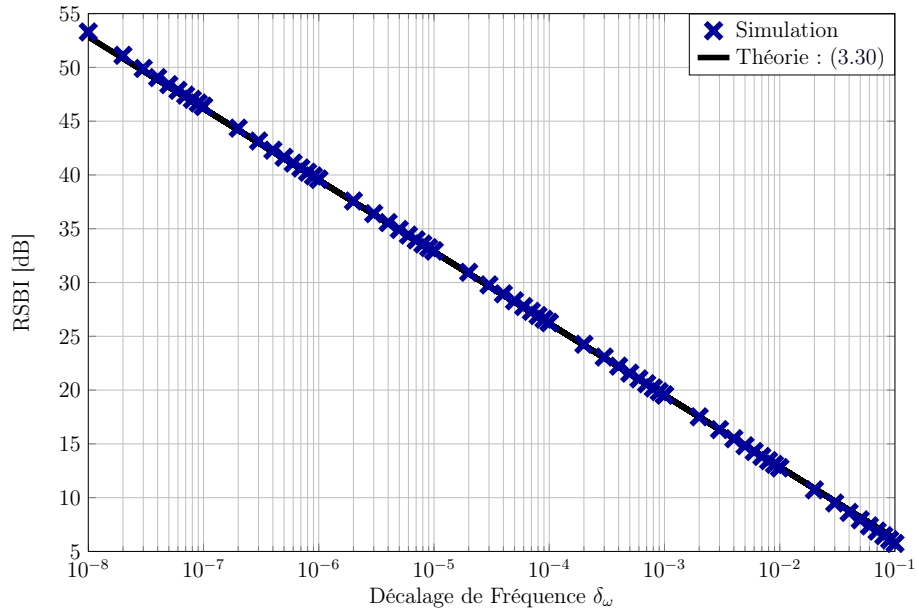


FIGURE 3.8 – Performance maximale de l'algorithme LMS en fonction du décalage de fréquence δ_ω et en absence de bruit de phase.

est trop faible (ce qui est équivalent à dire que la valeur du pas est trop faible, entraînant une perte de performance due à l'erreur dynamique), le filtre ne coupera pas l'ensemble de la spur, celle-ci étant plus large que le gabarit du filtre de coupure. Le point de fonctionnement optimal de l'algorithme correspond au meilleur compromis entre la largeur du filtre et la largeur de la spur après étalement par le bruit de phase.

Comme pour le décalage de fréquence seul, on représente la performance de l'algorithme en fonction du pas μB^2 , pour différentes valeurs de variance de bruit d'état du bruit de phase sur la figure 3.9. On observe la corroboration entre la théorie et la simulation et une courbe voisine à celle présentée dans la figure 3.4 où deux modes sont présents : le mode statique et le mode dynamique.

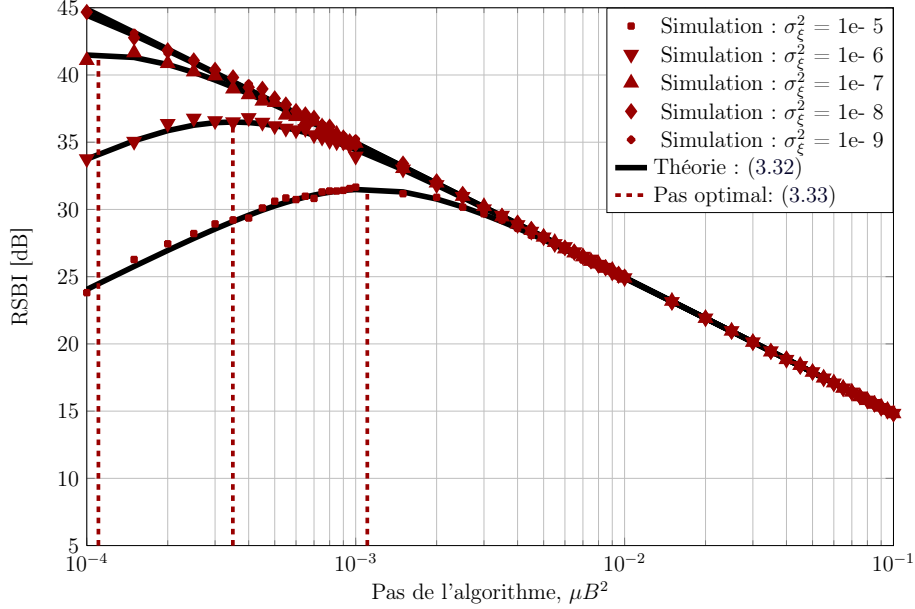


FIGURE 3.9 – Performances asymptotiques théoriques et simulées de l'algorithme LMS en fonction du pas de l'algorithme pour plusieurs configurations de bruit de phase σ_ξ^2 et en absence de décalage de fréquence.

A partir de l'annexe B.2 en utilisant l'équation (B.11), on en déduit l'expression de la valeur optimale du pas en présence de bruit de phase

$$\mu_{\text{opt}}^{\text{BP}} = \frac{1}{B^2} \sqrt{\sigma_\xi^2 \frac{A^2}{\sigma_{x_b}^2}}, \quad (3.33)$$

et à partir de (3.33), l'expression du RSBI maximal en fonction de la variance du bruit d'état du bruit de phase brownien, vérifié sur la figure 3.10, est la suivante :

$$\text{RSBI}_{\text{Max}}^{\text{BP}} = 10 \log_{10} \left(\sqrt{\frac{\sigma_{x_b}^2}{\sigma_\xi^2 A^2}} - \frac{1}{2} \right). \quad (3.34)$$

3.2.4 Discussion et lien entre les paramètres physiques et le modèle

Dans la partie précédente, on a terminé l'analogie entre l'approche algorithmique et l'approche filtrage et on a détaillé l'impact des imperfections (décalage de fréquence, bruit de phase) dans le domaine fréquentiel. Dans chacun des cas, on a montré la présence d'un pas optimal qui traduit le compromis entre la précision et la capacité de *tracking* de l'algorithme. De fait, le dimensionnement de l'algorithme, c'est-à-dire le choix de la valeur

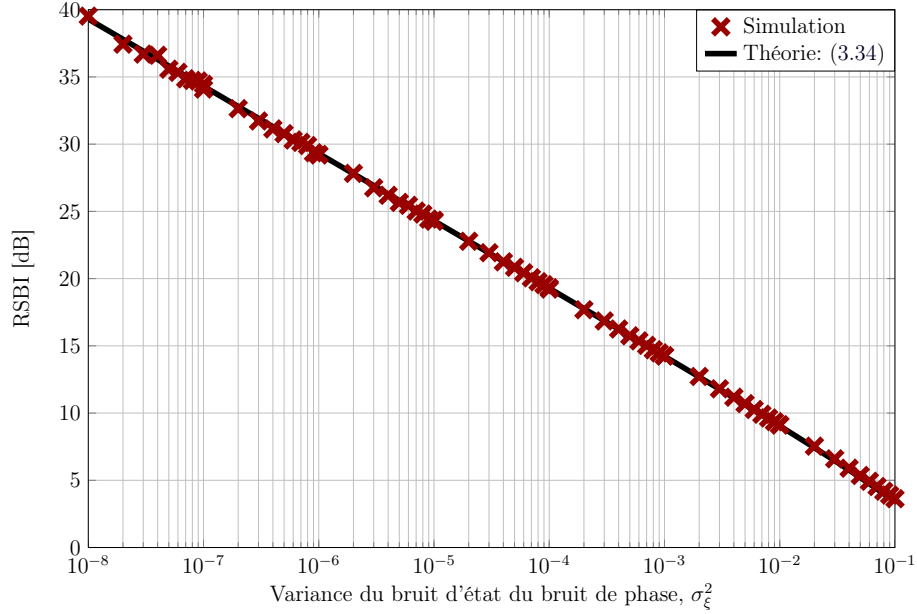


FIGURE 3.10 – Performance maximale théorique et simulée de l'algorithme de suppression de spur, en fonction de la variance σ_ξ^2 caractérisant le bruit de phase et en absence de décalage de fréquence.

du pas (ou plus généralement du pas multiplié par le carré de l'amplitude de la référence μB^2) est primordial : en théorie, il faut $\mu = \mu_{\text{opt}}$ défini dans (3.22) de manière à garantir le meilleur fonctionnement possible pour le suppressor de spur. Du fait des incertitudes en présence, un dimensionnement au « pire cas » peut être effectué, c'est-à-dire que l'on prend les valeurs les plus importantes de couples d'imperfections possibles de manière à garantir que l'erreur principale sera toujours l'erreur statique et non l'erreur dynamique.

Les courbes que l'on a données sont donc des abaques génériques, au sens où elles expriment les performances en fonction des paramètres de dimensionnement des imperfections. En pratique, elles servent donc d'aide au dimensionnement du pas de l'algorithme : il est donc nécessaire d'exprimer le lien entre les paramètres du modèle (variance du bruit d'état du bruit de phase σ_ξ^2 , valeur du décalage de fréquence δ_ω) et des valeurs physiques, associées par exemple à des grandeurs matérielles typiques.

3.2.4.1 Lien avec le décalage de fréquence

Le décalage de fréquence exprime l'incertitude autour de la fréquence de la spur. Le paramètre δ_ω est lié à l'incertitude de la synthèse de fréquence notée Δ et exprimé en partie par million. Par exemple, dans le standard LTE, une imprécision pratique est de l'ordre de 10 PPM [Wang et al., 2010, Jia et al., 2012]. Le lien entre le décalage de fréquence δ_ω et les paramètres physiques (fréquence d'échantillonnage F , fréquence de la spur $f_{\text{spur}}^{\text{BB}}$, exprimées en Hz) est alors le suivant

$$\delta_\omega = \Delta f_{\text{spur}}^{\text{BB}} / F . \quad (3.35)$$

Ainsi, par exemple, pour une modulation LTE 10MHz, dont la fréquence d'échantillonnage est $F = 15.34$ MHz, avec une spur polluante à 3MHz, un décalage de fréquence typique est $\delta_\omega = 2 \cdot 10^{-6}$.

3.2.4.2 Lien avec le bruit de phase

Dans le cadre de cette étude, on a supposé que le bruit de phase suit un modèle brownien, paramétré par la variance du bruit d'état σ_ξ^2 , ce qui est un choix usuel de la littérature [Petrovic et al., 2004, Syrjala et al., 2009, Vila-Valls et al., 2010]. Le modèle classique discret pour le bruit de phase est le suivant :

$$\phi(n) = 2\pi f_{\text{spur}}^{\text{BB}} \sqrt{c} B(n) , \quad (3.36)$$

où $B(n)$ suit un processus brownien de variance $1/F$ et c un paramètre de l'oscillateur, notamment introduit dans [Demir et al., 2000]. De fait, en analogie avec l'expression récurrente du bruit de phase introduite dans (3.4), la variance du bruit d'état peut s'exprimer comme étant :

$$\sigma_\xi^2 = \frac{4\pi^2 (f_{\text{spur}}^{\text{BB}})^2 c}{F} . \quad (3.37)$$

La constante de l'oscillateur c est cependant inconnue et ne peut être utilisée directement. Elle est cependant définie par la fonction de la densité spectrale de puissance du bruit de phase $L(f)$, que l'on exprime à une certaine fréquence f , par la relation [Demir et al., 2000, Petrovic et al., 2007]

$$L(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{(f_{\text{spur}}^{\text{BB}})^2 c}{f^2} \right) . \quad (3.38)$$

Le lien final entre une spécification de bruit de phase, donnée par un couple $(f, L(f))$ et la variance du bruit d'état du bruit de phase σ_ξ^2 est finalement le suivant :

$$\sigma_\xi^2 = 4\pi^2 f^2 10^{-\frac{L(f)}{10}} \frac{1}{F} . \quad (3.39)$$

Si on reprend l'exemple d'une modulation LTE 10 MHz, avec une densité spectrale de puissance du bruit de phase qui vaut $L(f) = -100$ dBc/Hz, à $f = 10$ kHz, la variance de bruit d'état σ_ξ^2 vaut $2.5 \cdot 10^{-8}$.

3.2.4.3 Performance en présence d'un bruit de phase asservi par PLL

L'étude a été menée jusqu'ici sur un bruit de phase supposé brownien, qui est un cas fréquemment utilisé dans la littérature pour modéliser les oscillateurs libres. Dans le cas d'un oscillateur asservi par PLL, le modèle n'est plus le modèle brownien, mais le modèle décrit dans la partie 1.2.2.2. Un tel bruit de phase n'est pas décrit par son modèle d'évolution temporelle mais directement par sa densité spectrale de puissance dont on rappelle le profil en figure 3.11.

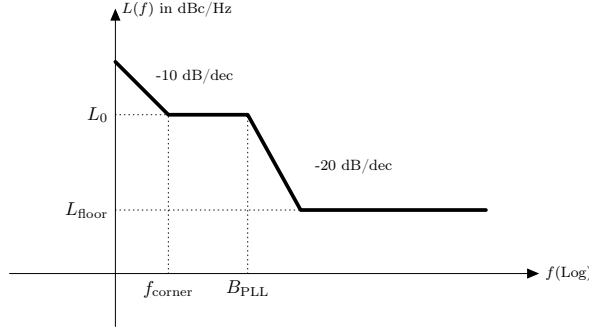


FIGURE 3.11 – Densité Spectrale de puissance du bruit de phase dans le cas d'un oscillateur contrôlé par PLL

Paramètres	Valeur	Unité
L_0	-95	dBc/Hz
f_{corner}	1	kHz
B_{PLL}	100	kHz
L_{Floor}	-150	dBc/ Hz

TABLEAU 3.1 – Exemple de spécification de bruit de phase associée à une PLL (cf [Smaini, 2012, section 2.3])

On se propose de comparer les performances de l'algorithme en présence d'un bruit de phase brownien, avec l'expression théorique associée décrite dans (3.32) et en présence d'un bruit de phase associé au modèle PLL, dont le profil correspond à la figure 3.11 et dont les paramètres, extraits de [Smaini, 2012, Section 2.3], sont présentés dans le tableau 3.1.

Les performances de l'algorithme sur un tel bruit de phase sont présentées sur la figure (3.12). Les performances sont identiques lorsque la valeur du pas est importante, ce qui s'explique par le fait que dans cette zone, c'est le terme d'erreur statique qui est prédominant et que ce terme ne dépend pas de la modélisation du bruit de phase. En revanche, lors du régime dynamique (valeur du pas faible), les performances simulées et théoriques ne coïncident plus. En effet, les performances théoriques, exprimées via (3.32) dépendent du modèle de bruit de phase utilisé et ne coïncident pas pour le modèle en PLL. On remarque par ailleurs que l'erreur dynamique est plus faible pour le bruit de phase lié à la PLL. Ceci est également lié au modèle et, en pratique, elle permet d'avoir un dimensionnement beaucoup plus lâche du pas de l'algorithme. Enfin, à partir de la table 3.1, on peut également trouver la variance équivalente associée au bruit de phase brownien via (3.39), qui nous donne $\sigma_\xi^2 \approx 10^{-7}$. Si ce dimensionnement ne donne pas les bonnes performances asymptotiques, elle permet néanmoins d'avoir un premier aperçu d'un dimensionnement de pas valable ainsi qu'un pire cas relatif aux performances asymptotiques de l'algorithme (la courbe du bruit de phase issue de la PLL se trouvant au dessus de celle associée au bruit de phase brownien).

3.2.5 Performance transitionnelle et système auto-adaptatif

Dans la partie précédente, on s'est intéressé aux performances asymptotiques de l'algorithme de suppression de spur, c'est-à-dire les performances obtenues une fois que le coefficient $w(n)$ a convergé vers $w_{\text{opt}}(n)$ tel que défini dans (3.11). Cependant, il y a également un régime transitionnel, c'est-à-dire la phase de convergence du coefficient $w(n)$, puisque celui-ci est initialisé par défaut à 0. Par ailleurs, l'algorithme est susceptible également de faire face à des reconfigurations, qui ont pour conséquence de modifier les caractéristiques de la spur (amplitude et phase). De fait l'étude du régime transitionnel est intéressante, puisqu'elle donne des informations sur le comportement de l'algorithme :

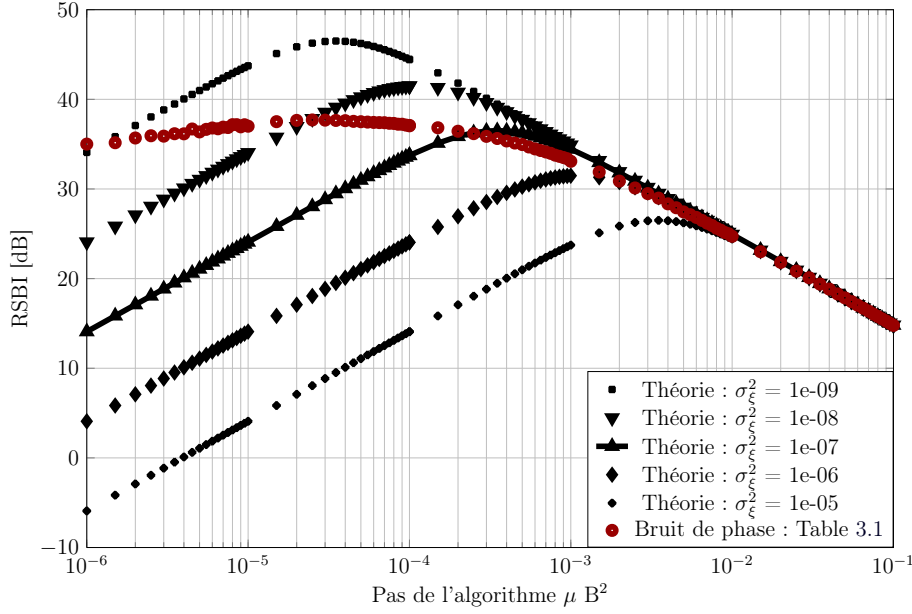


FIGURE 3.12 – Comparaison entre les performances simulées de l'algorithme en fonction du pas, en présence d'un bruit de phase asservi par PLL et des performances théoriques de l'algorithme en présence de bruit de phase brownien.

le temps de convergence (ou le temps de réjection à un certain niveau de performance) est en effet un critère fondamental, comme présenté dans la partie 2.1.3.

3.2.5.1 Performance transitionnelle

Dans le régime transitionnel, en plus des dépendances envers les paramètres du système, la performance dépend de l'indice n et on note

$$\text{RSBI}(n) = 10 \log_{10} \left[\frac{B^2 E[|v(n)|^2]}{\sigma_{x_b}^2} \right]. \quad (3.40)$$

Le régime asymptotique correspond donc au cas où $n \rightarrow \infty$ et le RSBI transitionnel défini en (3.40) converge vers le RSBI asymptotique défini en (3.8). Si on suppose que $w(1) = 0$, le RSBI transitionnel s'exprime à partir de l'évolution récursive du désalignement de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \text{RSBI}(n) = -10 \log_{10} \left\{ \frac{B^2}{\sigma_{x_b}^2} \left[(1 - \mu B^2)^{2n} \frac{A^2}{B^2} \right. \right. \\ \left. \left. + [\mu^2 B^2 \sigma_{x_b}^2 + Q(\delta_\omega, \sigma_\xi^2)] \frac{1 - (1 - \mu B^2)^{2n}}{\mu B^2 (2 - \mu B^2)} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Deux remarques peuvent être faites à partir de l'expression du RSBI transitionnel :

- La vitesse de convergence du RSBI augmente avec la valeur du pas μB^2 . Ceci est un résultat usuel des méthodes stochastiques, mais elle montre bien l'impact d'un choix de valeur faible du pas où un double risque peut se présenter : d'abord un long régime transitionnel et une possible erreur dynamique importante,
- Le RSBI défini dans (3.41) converge bien vers l'expression du RSBI asymptotique défini dans (3.19).

3.2.5.2 Système auto-adaptatif

L'ajout d'une contrainte sur le régime transitionnel de l'algorithme peut poser problème : une valeur de pas qui puisse satisfaire un temps de convergence suffisamment court peut ne pas vérifier un régime asymptotique suffisant. L'utilisation d'un pas unique ne permet pas de trouver un système qui puisse vérifier les contraintes transitionnelles et asymptotiques.

Illustrons ce phénomène par l'exemple d'un signal bruité (de variance unitaire) échantillonné à $F = 1.92$ MHz, pollué par une spur et dont le RSBI initial est de 0 dB. Cette spur est affectée d'un décalage de fréquence $\delta\omega = 10^{-6}$ et d'un bruit de phase brownien de variance $\sigma_\xi^2 = 10^{-7}$. Enfin, à la moitié de la simulation on reconfigure la spur, avec le même déphasage, mais avec un RSBI de pollution qui passe de 0 dB à 5 dB. On fixe par ailleurs un critère de vitesse de convergence et un critère de performance asymptotique :

- Le RSBI après convergence doit être supérieur à 33 dB.
- Le RSBI doit être supérieur à 30 dB au bout de 1 ms.

On considère deux valeurs de pas : une au seuil optimal [$\mu = \mu_{\text{opt}}$ définie dans (3.22)] et une à 2^{-9} ($> \mu_{\text{opt}}$) pour accélérer la convergence. L'évolution du RSBI est présentée sur la figure 3.13. On remarque bien, que l'évolution transitionnelle suit (3.41) et converge bien vers le niveau asymptotique (3.19). Par ailleurs, prendre une valeur de pas à l'optimal permet de satisfaire le critère asymptotique, mais pas le critère transitionnel (le temps de convergence à 30 dB étant trop important par rapport au critère initial). Augmenter la valeur du pas de manière à accélérer la convergence conduit à un régime transitionnel satisfaisant, mais à un régime asymptotique insuffisant.

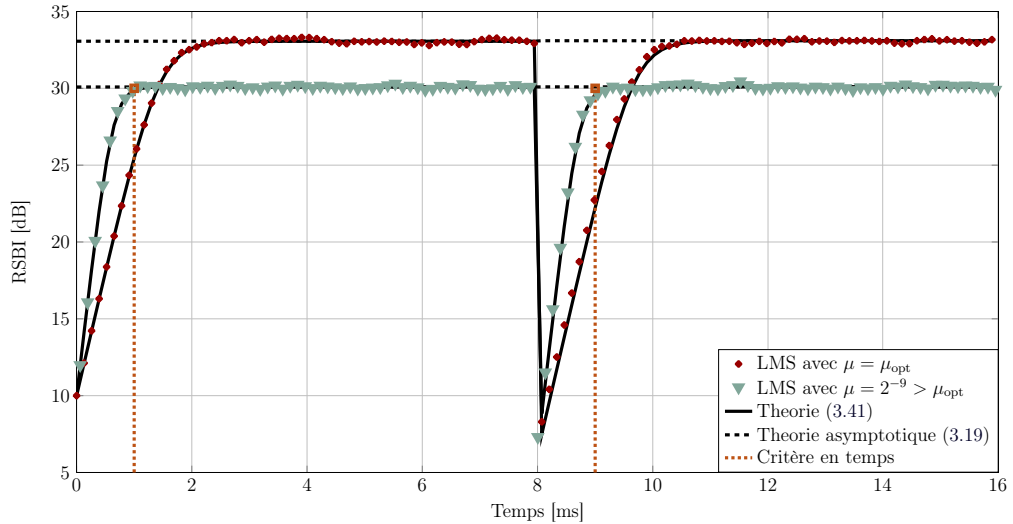


FIGURE 3.13 – Trajectoire de la performance moyenne simulée et théorique pour deux valeurs de pas de l'algorithme de suppression de spur. La trajectoire avec $\mu = \mu_{\text{opt}}$ ne vérifie pas le critère en temps et la trajectoire avec $\mu = 2^{-9} > \mu_{\text{opt}}$ ne vérifie pas le critère asymptotique.

Une solution est d'utiliser un pas variant au cours du temps, qui prend une valeur im-

portante pendant le régime de convergence (pour limiter le régime transitionnel) et une valeur faible (et fixée) une fois le régime de convergence atteint [pour atteindre une performance asymptotique préalablement définie par l'intermédiaire des performances théoriques établies dans (3.19)] comme expliqué dans la partie 2.2. On utilise le système à pas auto-adaptatif présenté dans la partie 2.2.3.1 et associé à une fonction de charge $G(n)$. La sur-couche adaptative est la suivante :

$$\mu_{n+1} = \{\mu_n [\gamma + \varepsilon |G(n)|]\}_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}, \quad (3.42)$$

avec $\gamma < 1$, ε le pas de la mise à jour du pas de l'algorithme et $G(n) = \partial w(n)/\partial \mu$ qui peut être exprimé récursivement sous la forme

$$G(n) = (1 - \mu_n B^2)G(n) + u^*(n)e(n). \quad (3.43)$$

Afin de forcer la convergence du système, le pas est borné par une valeur supérieure μ_{\max} et par une valeur inférieure μ_{\min} . On rappelle que la valeur supérieure garantit la non-divergence du système et peut être acquise dans une large gamme, mais doit être inférieure à la borne définie par (3.21). La borne inférieure est choisie pour garantir des performances asymptotiques satisfaisantes et, si possible, on choisit $\mu_{\min} = \mu_{\text{opt}}$ (dans le cas où celui-ci est connu, ou estimé par une stratégie de « pire cas »).

L'algorithme LMS auto-adaptatif est finalement le suivant :

$$\begin{aligned} \hat{s}(n) &= w(n)u(n) \\ e(n) &= d(n) - \hat{s}(n) \\ w(n+1) &= w(n) + \mu_n u^*(n)e(n) \\ G(n+1) &= (1 - \mu_n B^2)G(n) + u^*(n)e(n) \\ \mu_{n+1} &= \{\mu_n [\gamma + \varepsilon |G(n)|]\}_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}. \end{aligned} \quad (3.44)$$

On représente sur la figure 3.14 l'évolution des performances transitionnelles en fonction du temps, pour la méthode pas constant (avec $\mu = \mu_{\text{opt}}$), la méthode à pas auto-adaptatif (dont le paramètre ε a été dimensionné via (2.23) pour avoir une probabilité de fausse alarme de 10^{-5}) et une méthode RLS à pondération exponentielle telle que présentée dans la partie 2.2.4 (et de paramètre $\lambda = 1 - \mu_{\text{opt}}$). Cette dernière méthode est placée comme référence, car elle a un temps de convergence très faible (puisque l'algorithme, dans le cas scalaire avec la référence déterministe, s'apparente à une méthode de gradient stochastique avec un pas décroissant en $1/n$ borné par $1 - \lambda = \mu_{\min}$).

On remarque donc, en corroboration avec ce qui a été dit dans la partie 2.2.3.4, que la méthode auto-adaptative proposée est beaucoup plus rapide que la solution à pas constant, avec les mêmes performances asymptotiques que le LMS à pas constant avec $\mu_{\min} = \mu_{\text{opt}}$. Par ailleurs, les performances transitionnelles en phase de convergence du LMS à pas auto-adaptatif sont très voisines de celle du RLS. Dernier point, l'algorithme est capable de réagir à un saut de configuration, ce qui n'est pas le cas de l'algorithme à pas constant, ni même du RLS, qui suivent la solution en conservant la même vitesse comme déjà montré dans la partie 2.2.4.

3.3 Extension à la problématique des spurs multiples

Dans la partie précédente, on a considéré la présence d'une seule spur dans le signal utile bruité. Cependant, plusieurs spurs peuvent être présentes dans une même bande,

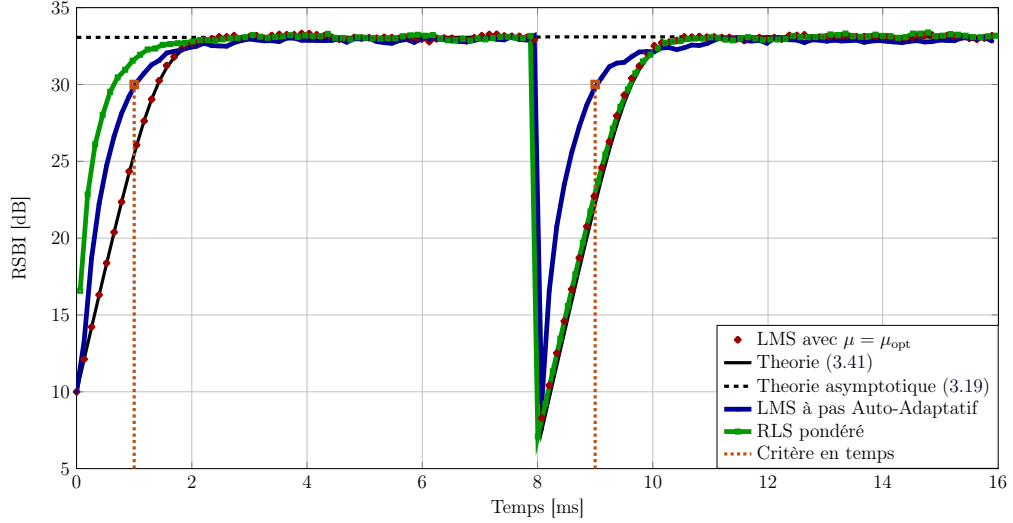


FIGURE 3.14 – Comparaison des performances transitionnelles de l'algorithme LMS à pas constant ($\mu = \mu_{\text{opt}}$), de l'algorithme LMS à pas auto-adaptatif ($\mu_{\text{min}} = \mu_{\text{opt}}$), de l'algorithme RLS ($\lambda = 1 - \mu_{\text{opt}}$) et des performances théoriques, en fonction du temps avec une reconfiguration de la spur à la moitié de la simulation.

soit parce que l'écart entre deux spurs successives d'une même horloge est inférieure à la bande du signal, soit parce que plusieurs horloges viennent polluer le même signal. Ainsi, il est intéressant de généraliser le travail précédent à la présence de plusieurs spurs, en supposant que leur nombre est connu et que leurs fréquences en bande de base sont également *a priori* connues.

3.3.1 Modèle bande de base

On suppose que le signal utile bruité $x_b(n) = x(n) + b(n)$ est pollué par P spurs et on suppose que les P fréquences sont toutes différentes les unes des autres. En conséquence, le modèle s'exprime comme étant :

$$d(n) = x_b(n) + \sum_{i=1}^P s_i(n) \quad (3.45)$$

avec

$$s_i(n) = A_i e^{j(\omega_i + \delta_{\omega_i})n + j\phi_{0i} + j\phi_i(n)} . \quad (3.46)$$

En complète analogie avec le modèle de spur unique développé dans (3.2), on a A_i l'amplitude de la spur i , ϕ_{0i} sa phase inconnue, $\phi_i(n)$ le bruit de phase affectant la spur i et δ_{ω_i} son décalage de fréquence. On suppose que chacune des spurs est affectée d'un bruit de phase suivant un modèle brownien [cf (3.4)] de variance $\sigma_{\xi_i}^2$. On ne suppose pas de lien entre les différentes variances de bruit de phase et les différents décalage de fréquences, puisque les spurs peuvent venir d'horloges différentes.

Pour chacune des spurs en présence, on génère une référence associée, de manière analogue à (3.5) :

$$u_i(n) = B_i e^{j\omega_i n + j\phi_{Ri}} . \quad (3.47)$$

où B_i est l'amplitude et ϕ_{Ri} la phase de la $i^{\text{ème}}$ référence.

3.3.2 Algorithme de compensation multi-spurs et performances

Les différentes spurs ont donc un support spectral disjoint, puisque l'on suppose des fréquences différentes. Un exemple de signal LTE 3 MHz pollué par deux spurs, l'une à -1 MHz et l'une à 500 kHz, est présenté sur la figure 3.15. Du fait de la décorrélation temporelle des spurs, des structures peuvent être extraites à partir de blocs dédiés à l'annulation d'une spur présentés dans la partie 3.2. Deux structures basées sur la méthode

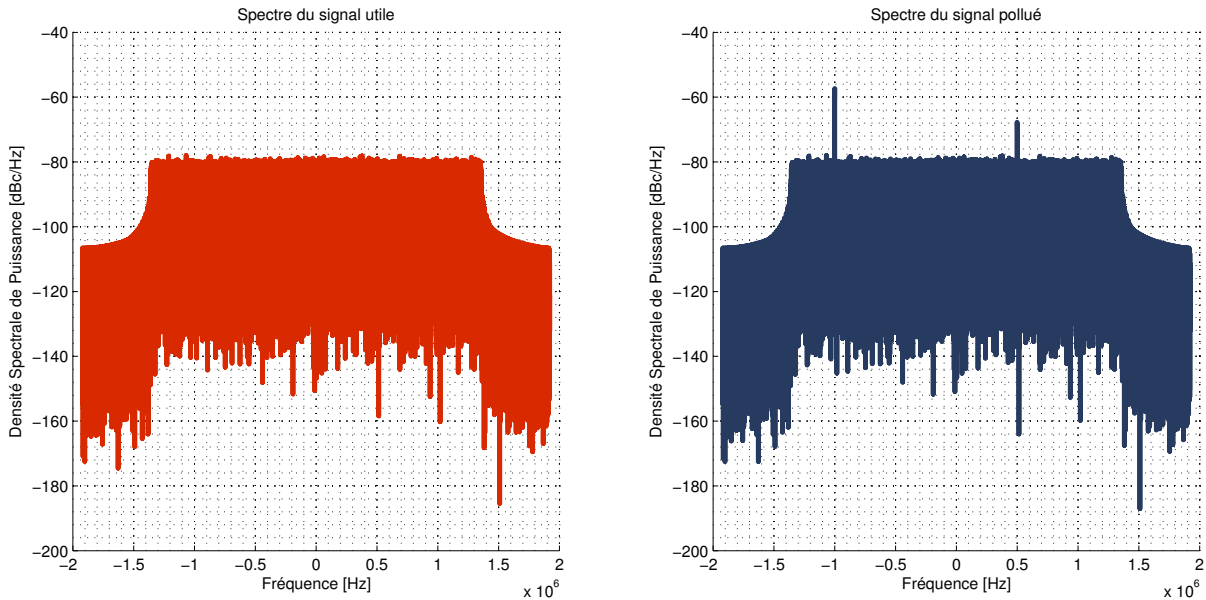


FIGURE 3.15 – Spectre d'un signal LTE 10MHz sans pollution (à gauche) et pollué par 2 spurs (à droite).

précédente peuvent être envisagées : une structure successive et une structure parallèle. La structure successive, présentée dans la figure 3.16, concatène les blocs dédiés à l'annulation d'une spur et utilise la sortie du bloc précédent comme entrée. La structure parallèle, présentée dans la figure 3.17, mutualise le traitement, utilise la même entrée $d(n)$ et ne génère qu'un échantillon de sortie $e(n)$ pour la retroaction.

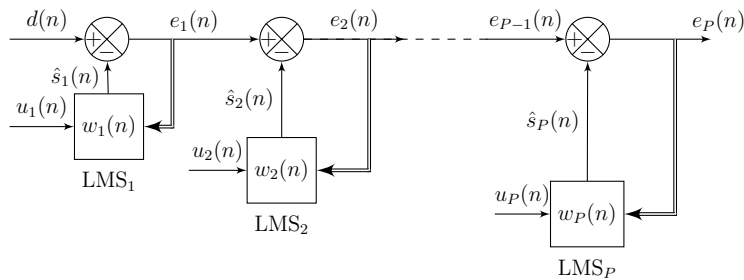
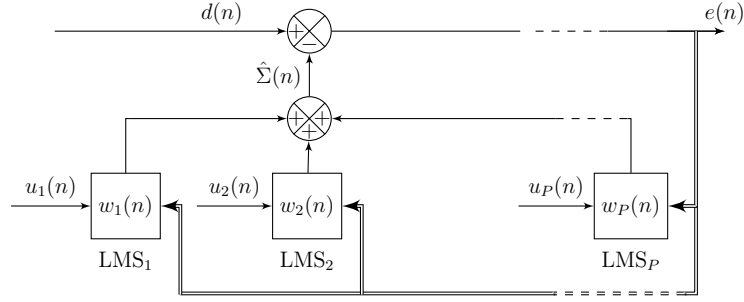


FIGURE 3.16 – Structure successive dédiée à l'annulation de P spurs.

Les deux structures ont des performances asymptotiques très voisines (cf annexe B.4), mais la structure parallèle est plus adaptée : outre une (très légère) diminution de la complexité (cf annexe B.4.3), elle entraîne un retard moindre dans le traitement puisque

FIGURE 3.17 – Structure parallèle dédiée à l'annulation de P spurs.

le calcul des filtres $w_i(n)$ se fait parallèlement. On opte donc pour cette dernière et, pour cette structure, une seule sortie globale $e(n)$ est créée :

$$e(n) = d(n) - \Sigma(n) , \quad (3.48)$$

où $\Sigma(n)$ est l'estimée globale des différentes spurs, défini à partir de chacun des blocs :

$$\Sigma(n) = \sum_{i=1}^P w_i(n)u_i(n) \quad (3.49)$$

et où la mise à jour de chacun des coefficients $w_i(n)$ se fait de la manière suivante :

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu_i u_i^*(n)e(n) , \quad (3.50)$$

où μ_i est le pas de l'algorithme associé au bloc i . Pour chacune des spurs, on introduit également son facteur de pollution associé, qui est fonction des paramètres de la spur : amplitude de la spur A_i et de la référence B_i , décalage de fréquence δ_{ω_i} et variance du bruit d'état du bruit de phase $\sigma_{\xi_i}^2$ et pas de l'algorithme μ_i associé à la spur i :

$$Q_i(A_i, B_i, \mu_i, \delta_{\omega_i}, \sigma_{\xi_i}^2) = \frac{A_i^2}{B_i^2}(\sigma_{\xi_i}^2 + \delta_{\omega_i}^2) + \frac{2A_i^2(1 - \mu_i B_i^2)\delta_{\omega_i}^2(\mu_i B_i^2 \delta_{\omega_i}^2 - \delta_{\omega_i}^2 + \mu_i B_i^2)}{B_i^2(\mu_i^2 B_i^4 \delta_{\omega_i}^2 - 2\mu_i B_i^2 \delta_{\omega_i}^2 + \mu_i^2 B_i^4)} . \quad (3.51)$$

Le RSBI asymptotique s'exprime comme étant (cf annexe B.4.2)

$$\text{RSBI}_{\text{PaLMS}_{[P]}} = -10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2}{2 - \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2} + \frac{\sum_{i=1}^P \frac{Q_i(A_i, B_i, \mu_i, \delta_{\omega_i}, \sigma_{\xi_i}^2)}{\mu_i^2}}{\sigma_{x_b}^2 (2 - \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2)} \right] . \quad (3.52)$$

On vérifie au passage qu'en présence d'une spur, l'expression du RSBI théorique asymptotique devient égal à celui présenté pour une spur, en (3.19). En supposant l'utilisation d'un même pas pour chacun des blocs de l'algorithme ($\mu_i = \mu \forall i$), les performances sont maintenant fonction de $2P$ paramètres (les P décalages de fréquences et les P variances de bruit d'état du bruit de phase), ce qui rend délicat la visualisation des performances. On propose donc une simulation où le signal utile de variance unitaire est pollué par 1, puis 2 jusqu'à 5 spurs, dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau 3.2.

Index _i	RSBI d'entrée [dB]	B	$\sigma_{\xi_i}^2$	δ_{ω_i}
1	10	0.9	10^{-6}	10^{-6}
2	15	0.85	10^{-8}	10^{-5}
3	5	1.2	10^{-6}	10^{-7}
4	7	1	10^{-6}	10^{-6}
5	12	1.1	10^{-5}	10^{-6}

TABLEAU 3.2 – Paramètres pour la simulation des spurs polluant le signal utile. La fréquence d'apparition de la spur n'est pas mentionnée, puisqu'elle n'impacte pas sur les performances asymptotiques.

L'évolution des performances en fonction du pas μ (identique pour tous les blocs) et pour un nombre variant de spurs polluantes suivant la configuration décrite dans le tableau 3.2 est présenté sur la figure 3.18. On vérifie que les performances simulées et théoriques concordent et que l'on observe une perte de performances associée au nombre croissant de spurs. Ceci a deux conséquences sur l'établissement d'un système pratique :

- La vérification d'un critère de performance asymptotique ne peut se faire qu'en prenant en compte l'ensemble des blocs : la validation du critère pour 1 spur ne signifie pas sa validation pour 5.
- L'établissement de valeur de pas satisfaisante asymptotiquement dépend également des statistiques de chaque spur en présence, en plus du nombre de spurs.

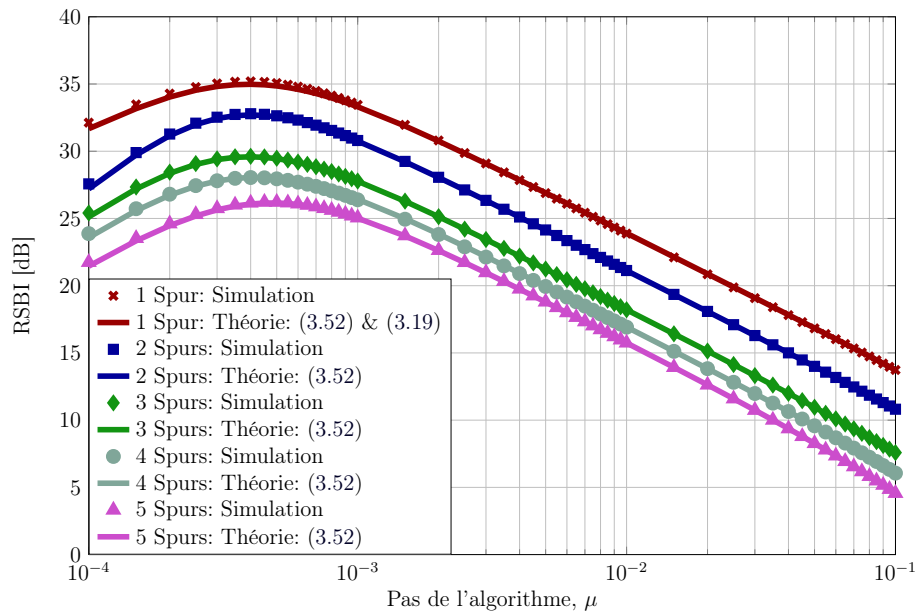


FIGURE 3.18 – Performances asymptotiques du supprimeur parallèle de spurs en fonction du pas de l'algorithme (le pas est identique pour chacun des blocs), pour un nombre variant de spurs.

En conclusion, à partir de l'analyse réalisée pour le suppresseur d'une spur, basé sur un algorithme LMS piloté par une référence image de la spur polluante, on est capable de généraliser à une pollution à P spurs, en créant une structure qui parallélise les blocs mono-spur. Les performances asymptotiques sont alors calculables, mais on observe une perte de performance relative à l'ajout des blocs, qu'il est nécessaire de prendre en compte notamment dans le choix du pas de fonctionnement de la structure.

De la même façon que pour le cas 1 spur, on peut alors décrire les performances transitionnelles de la structure complète, c'est-à-dire après application des P étages de compensation en parallèle. Le RSBI, fonction alors de l'indice d'itération est alors le suivant :

$$\begin{aligned} \text{RSBI}(n) = -10 \log_{10} & \left\{ \sum_{i=1}^P \frac{B_i^2}{\sigma_{x_b}^2} \left[(1 - \mu_i B_i^2)^{2n} \frac{A_i^2}{B_i^2} \right. \right. \\ & \left. \left. + [\mu_i^2 B_i^2 \sigma_{x_b}^2 + Q_i(B_i, A_i, \mu_i, \delta_{\omega_i}, \sigma_{\xi_i}^2)] \frac{1 - (1 - \mu_i B_i^2)^{2n}}{\mu_i B_i^2 (2 - \mu_i B_i^2)} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.53)$$

On peut également accélérer les performances globales de la structure en ajoutant un système de pas adaptatif à chacun des blocs, comme décrit dans 3.2.5.2. Dans ce cas chaque bloc aura son système adaptatif contrôlé par son propre pas, ce qui permet de conserver une performance asymptotique fixée, tout en réduisant le régime transitionnel.

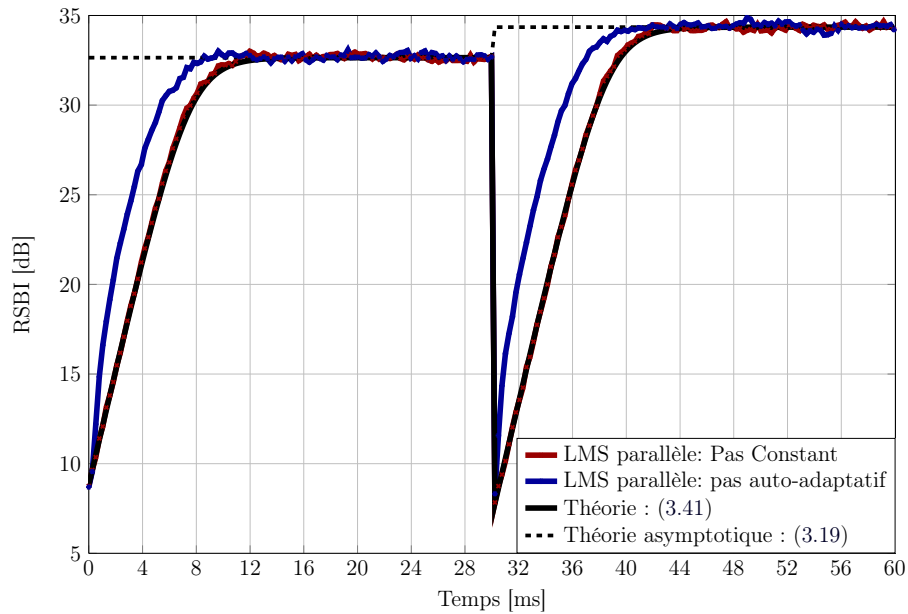


FIGURE 3.19 – Performances transitionnelles de la structure parallèle de compensation de spurs, pour 2 spurs polluantes suivant le tableau 3.2 avec l'utilisation d'un pas constant et du système auto-adaptatif. Un changement de configuration (augmentation du RSBI initial de 3 dB) est appliqué à la moitié de la simulation.

Les performances transitionnelles de la structure parallèle à pas constant et à pas adaptatif sont présentées sur la figure 3.19, dans le cas où le signal utile est pollué par 2 spurs. Ces 2 spurs sont paramétrées selon le tableau 3.2 et à la moitié de la simulation,

le RSBI d'entrée est augmenté de 3 dB pour chacune des spurs. On vérifie donc à la fois sur cette figure la validation des performances théoriques de la structure de compensation de spurs multiples avec un pas constant et l'accélération de la convergence induit par la solution à pas auto-adaptatif.

3.4 Application aux modulations numériques et taux d'erreur

Dans les parties précédentes, on s'est intéressé aux performances d'un supprimeur de spur, en considérant que le signal utile bruité était blanc gaussien et centré. Les résultats et l'analyse réalisée sont donc généraux et peuvent s'appliquer à une grande famille de signaux, puisqu'on s'inscrit finalement dans un contexte très général d'annulation d'interférence.

Dans cette partie, on revient au contexte applicatif dans lequel s'inscrivent ces travaux de doctorat en analysant l'impact de la pollution et de la compensation sur des signaux suivant des modulations classiques. En particulier, on va généraliser les calculs de performances au cas de signaux qui ne vérifient pas l'hypothèse de blancheur et on regardera l'impact de la pollution et de la compensation en terme de Taux d'Erreur Binaire (TEB).

3.4.1 Contexte des signaux de communication numérique et performances

3.4.1.1 Contexte

Dans la partie précédente, l'ensemble des analyses de performances se fait en fonction d'une mesure de RSBI, où seule la statistique globale du signal entre en jeu. Ainsi, l'unique hypothèse nécessaire pour l'établissement des performances asymptotiques et transitionnelles, est que le signal utile bruité est supposé blanc et gaussien. Ces résultats sont donc plus généraux qu'une simple application aux modulations numériques mais il faut cependant s'intéresser à la fois à l'impact des pollutions ainsi que l'impact de la compensation sur les modulations, par l'intermédiaire d'une mesure de TEB associé à différentes modulations.

On considéra trois modulations différentes :

- Une modulation Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) classique
- Une modulation Code Division Multiple Access (CDMA) dont l'alphabet des symboles est QPSK, basée sur des codes Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF) (standard WCDMA)
- Une modulation OFDM et dont l'alphabet des symboles est également du QPSK.

Le contexte de ces modulations ainsi que les paramètres associés sont décrits dans l'annexe A

3.4.1.2 Performance en présence de signaux de communication numérique

Pour le calcul des performances asymptotiques et transitionnelles de la structure de compensation, on a par ailleurs supposé que le signal d'intérêt était blanc, ce qui est une

hypothèse fort contraignante, et généralement non vérifiée pour les signaux de communication numériques. On peut cependant étendre les résultats de performances trouvés aux cas des différentes modulations, en prenant en compte le fait que la bande occupée par la spur est étroite devant la bande occupée par le signal utile et que tout se passe comme si la spur venait polluer un signal qui est « localement blanc » au vu de l'occupation spectrale restreinte de la pollution.

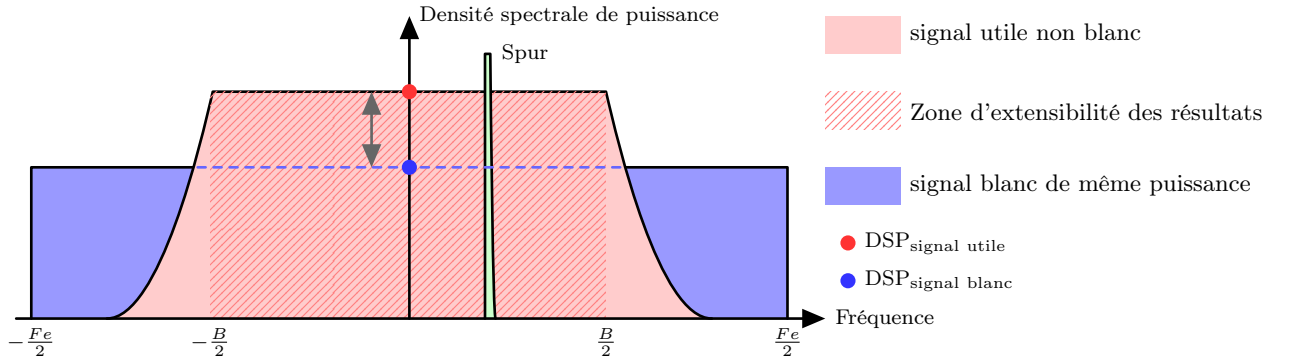


FIGURE 3.20 – Schéma explicatif de l'extension des résultats théoriques aux signaux non blancs.

Les résultats de performances proposés dans les parties précédentes sont donc valables pour un signal blanc, mais ce n'est pas le cas pour les signaux suivant une modulation QPSK (dans le cas d'un filtre avec un excès de bande différent de zéro, échantillonné à plus d'un point par symbole), OFDM et WCDMA. Dans les trois cas, il faut prendre en compte que la densité spectrale de puissance du signal utile, à l'endroit où se situe la spur, n'est pas directement le rapport entre la puissance du signal et la bande occupée, mais est fonction des paramètres de modulation (et plus particulièrement le ratio entre la bande totale et la bande effectivement occupée par le signal). Par ailleurs, ceci signifie que les résultats ne seront pas valables en bord de bande, ce qui toutefois correspond à des cas d'usages où la spur n'altère que peu directement les performances. Un schéma descriptif est présenté sur la figure 3.20 pour plus de clarté. Le paramètre ici d'intérêt est mis en évidence par la flèche grise et correspond à la différence de Densité Spectrale de Puissance (DSP) entre le signal non blanc et un signal blanc de même puissance. Tout se passe donc comme si l'on traitait avec un signal blanc (sur une bande de fréquence plus étroite) et les performances théoriques sont donc identiques à celle présentées pour un signal blanc, auxquelles il faut appliquer un terme correctif qui dépend de la modulation considérée. Ce terme va impacter le terme statique et non le terme dynamique. Dans le cas d'une spur, à partir de (3.19), les performances peuvent s'exprimer comme étant

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left[\underbrace{C_{\text{mod}} \times \frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2}}_{\text{Erreur Statique}} + \underbrace{\frac{Q(B, A, \mu, \delta\omega, \sigma_\xi^2)}{\mu \sigma_{x_b}^2 (2 - \mu B^2)}}_{\text{Erreur Dynamique}} \right], \quad (3.54)$$

où C_{mod} est le terme de correction qui dépend de la modulation. Ce terme est directement issu du ratio entre la DSP du signal utile dans la bande où les résultats sont extensibles

et la DSP du signal blanc de même puissance (cf figure 3.20). Ceci revient à dire que l'ensemble de la puissance du signal est contenue dans sa partie plate et revient à négliger la densité spectrale de puissance contenue dans la partie décroissante du spectre.

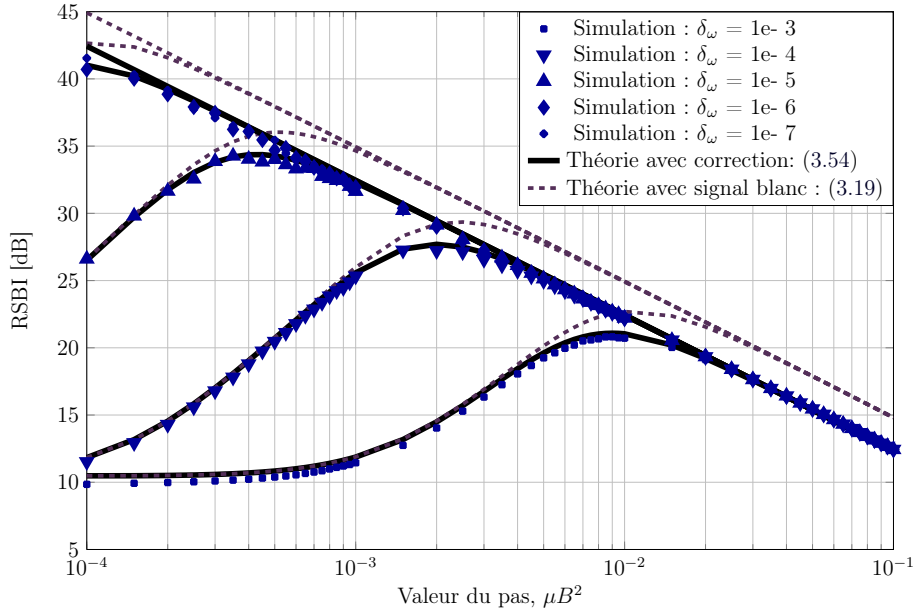


FIGURE 3.21 – Performances théoriques et simulées du suppresseur de spur en présence d'un décalage de fréquence avec un signal utile suivant une modulation OFDM.

Par exemple, le coefficient correcteur pour une modulation OFDM, dont les paramètres sont décrits dans la partie A.3, est

$$C_{\text{mod}} = \frac{n_{\text{FFT}}}{n_{\text{Re}}} \quad (3.55)$$

où n_{FFT} est la taille de la Transformée de Fourier Rapide [Fast Fourier Transform] (FFT) et n_{Re} est le nombre de porteuses d'informations contenue dans le spectre (cf tableau A.1). On présente sur la figure 3.21 les performances du suppresseur de spur pour plusieurs décalages de fréquences (figure identique à la figure 3.7) mais avec un signal suivant une modulation OFDM. On présente les résultats de la simulation, la théorie sous l'hypothèse d'un signal blanc [correspondant à l'équation (3.19)] et la théorie avec application du coefficient correctif (3.54). On remarque donc bien que l'utilisation d'un signal non blanc change les performances théoriques, mais que l'on est capable de généraliser les performances obtenues même en présence d'un signal utile qui ne vérifie pas cette hypothèse. Pour le cas de la modulation QPSK et du standard WCDMA, le coefficient de correction est ainsi lié aux paramètres du filtre de mise en forme et du facteur de sur-échantillonnage.

3.4.2 Performances en terme de taux d'erreur

Dans la partie précédente, on a étendu les résultats théoriques aux signaux de communication numériques qui ne sont pas forcément blancs. Dans cette partie on s'intéresse aux performances en terme de taux d'erreur binaire, au niveau de la pollution et de la compensation, pour les différents standards considérés.

Dans chacun des cas, on considère que le signal utile est de variance σ_x^2 et pollué par 2 spurs. Ces spurs sont à deux fréquences différentes, mais présentent les mêmes caractéristiques :

- ★ Le décalage de fréquence est placé à $\delta_{\omega_1} = \delta_{\omega_2} = 10^{-7}$,
- ★ Le bruit de phase est supposé brownien avec $\sigma_{\xi_1}^2 = \sigma_{\xi_2}^2 = 10^{-7}$,
- ★ Le bruit ajouté dans les simulations est supposé blanc gaussien circulaire.

Dans chacun des cas, on mesurera le TEB en fonction du niveau de bruit en présence (mesuré par le rapport entre l'énergie binaire E_B et la densité spectrale de puissance du bruit N_0 , ou mesuré en terme de RSB), pour différentes configurations de spurs (même décalage de fréquence et même caractéristiques du bruit de phase, mais amplitudes différentes).

L'amplitude des spurs est placée de manière à ce que le RSI initial soit fixé à un certain seuil par rapport à celui du signal utile. Ici, on dimensionne la valeur de A_1 et de A_2 par rapport au RSI (niveau relatif au signal utile) et non au RSBI [niveau relatif au signal utile plus le bruit défini dans (3.9)], pour que l'amplitude de la spur ne dépendent pas du niveau de bruit en présence que l'on fera varier dans les simulations. On a dans ce cas

$$A_1 = A_2 = \sqrt{\frac{\sigma_x^2}{10^{\frac{RSBI}{10}}}} \quad (\text{avec } \sigma_x^2 \text{ la variance du signal utile non bruité}).$$

3.4.2.1 Modulation QPSK

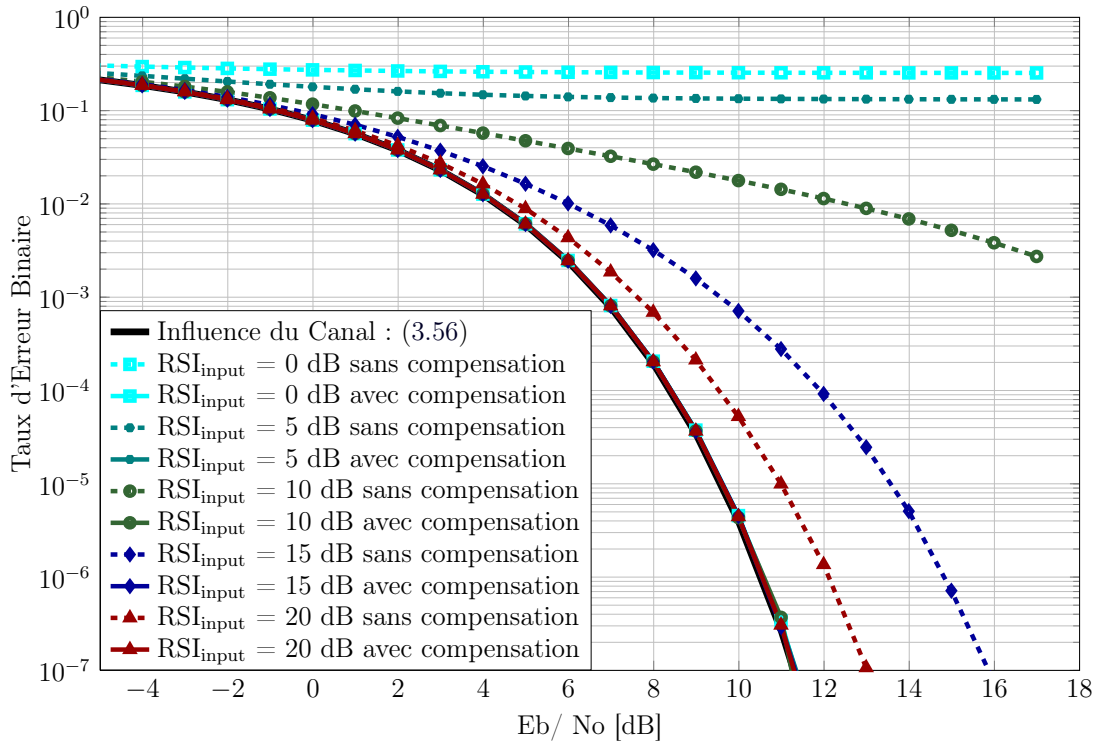


FIGURE 3.22 – Mesure du Taux d'Erreur Binaire de la modulation QPSK en fonction du niveau de bruit pour différentes configurations de RSI initial de la spur.

Les performances pour la modulation QPSK sont présentées sur la figure 3.22. On représente les performances théoriques optimales (influence du canal avec un filtre adapté) pour comparaison [Proakis, 2001]. Comme énoncé dans l'annexe A.1, l'influence du canal est directement donnée par

$$\text{TEB}_{\text{canal}} = Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right), \quad (3.56)$$

avec E_b l'énergie binaire et N_0 la densité spectrale de puissance du bruit blanc additif caractérisant l'impact du canal.

On voit donc bien que les spurs ont un impact non négligeable sur la mesure de taux d'erreur et que la structure de compensation (ici la structure parallèle pour deux spurs) permet de rejoindre les performances optimales, signifiant un impact négligeable du résidu de la spur après compensation.

3.4.2.2 Standard WCDMA

Le standard WCDMA dont le formalisme est présenté dans l'annexe A.2 est réputé pour sa robustesse aux brouilleurs et on présente les performances en terme de taux d'erreur en présence de spurs (compensées et non compensées) sur la figure 3.23 (en considérant un code d'étalement de type OVSF de taille 8). Pour différents niveaux d'interférence de la spur, on observe le TEB en fonction du rapport E_b/N_0 qui quantifie l'impact du bruit additif. On remarque donc que les spurs réduisent les performances puisque le TEB est important dès que le niveau résiduel des spurs est supérieur 15 dB (par rapport au niveau du signal d'intérêt). On remarque en outre l'efficacité de notre méthode puisque celle-ci permet de retrouver les performances induites par la borne du canal, montrant ici l'efficacité de l'utilisation d'une méthode de compensation numérique pour limiter l'impact d'une interférence.

3.4.2.3 Modulation OFDM

Dans cette partie, on considère que le signal utile suit une modulation OFDM suivant une norme LTE simplifiée comme présenté dans l'annexe A.3 et dont la fréquence d'échantillonnage du signal est $F_e = 1.92$ MHz et les paramètres de la modulation suivent ceux présenté dans le tableau 3.3. Suivant le même principe qu'en figure 3.22, on étudie la pollution des spurs et les performances de la structure de compensation pour 2 spurs, en fonction du RSB (défini par σ_x^2/σ_b^2) pour différentes amplitudes de spurs. On ajoute également comme référence la courbe de performance induite par uniquement le bruit.

Contrairement aux modulations précédentes (QPSK et WCDMA), l'impact des spurs est différent sur les modulations OFDM. Ceci est intrinsèque à la nature de la modulation OFDM où l'information est localisée spectralement (les informations binaires ne sont pas étalées sur tout le spectre comme elles peuvent l'être dans le cas de la modulation CDMA par exemple). En conséquence, la spur a un fort impact puisqu'elle vient polluer (voire saturer) une ou plusieurs porteuses d'information, en laissant intactes celles qui sont situées « loin ». En conséquence, les paramètres des spurs polluantes et en particulier leur localisation fréquentielle (matérialisée par leur pulsation ω) importe.

On considère donc deux cas de figure correspondant à deux cas limites : dans le premier

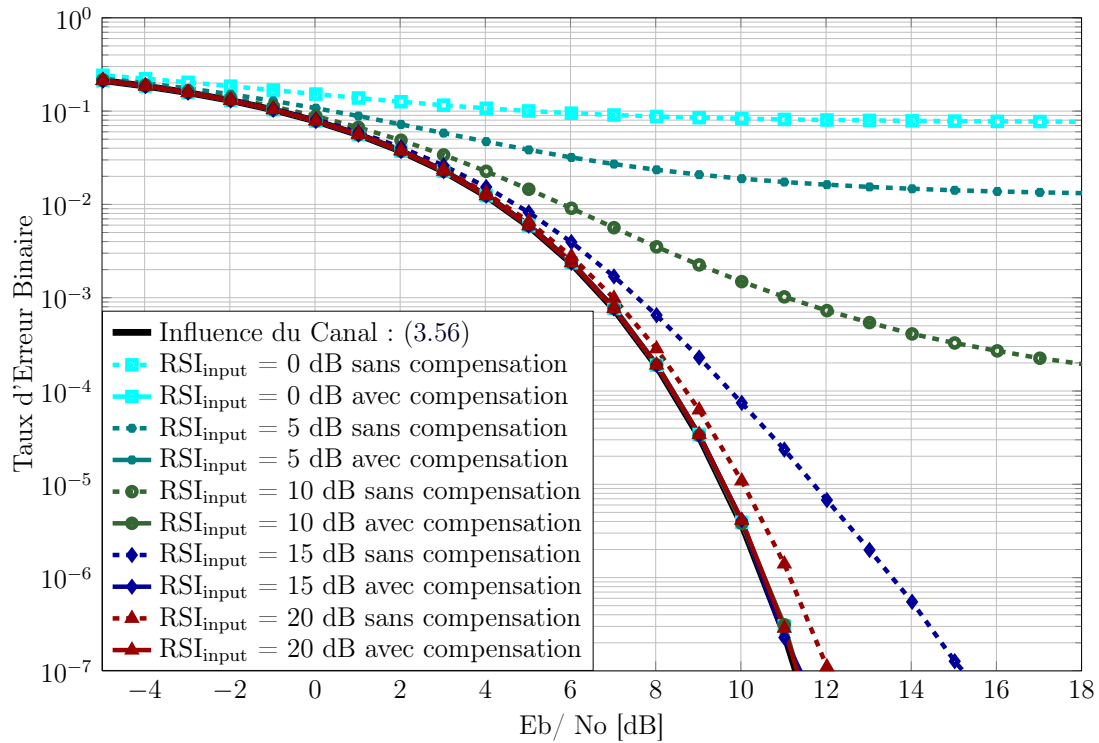


FIGURE 3.23 – Taux d'erreur Binaire en fonction du l'impact du canal pour signal WCDMA pollué par 2 spurs.

Paramètre	Abréviation	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	F_e	1.92 MHz
Nombre de sous-porteuses	n_{Re}	72
Taille de la FFT	n_{FFT}	128
Préfixe Cyclique	n_{Cp}	9

TABLEAU 3.3 – Paramètres OFDM utilisés pour le calcul des TEB en fonction du RSI du canal

cas, les deux spurs sont situées à des fréquences correspondant à deux fréquences associées à des porteuses d'information et, dans le second cas, les spurs sont situées entre deux porteuses d'information. Une visualisation des porteuses du spectre OFDM ainsi que de la position des spurs dans chacune des configurations est présentée sur la figure 3.24

Les performances de la première configuration sont présentées sur la figure 3.25. Contrairement à la modulation QPSK, la compensation ne permet pas d'atteindre la borne induite par l'impact seul du bruit, mais entraîne une perte résiduelle de performance. La borne est directement due au fait que l'algorithme permet de récupérer les porteuses adjacentes, mais pas les porteuses dont les fréquences sont strictement égales à celles des spurs (l'algorithme étant en effet équivalent à un filtre coupe-bande, comme présenté dans (3.26), il vient rejeter les porteuses situées aux fréquences des spurs). Il est enfin à noter que cette

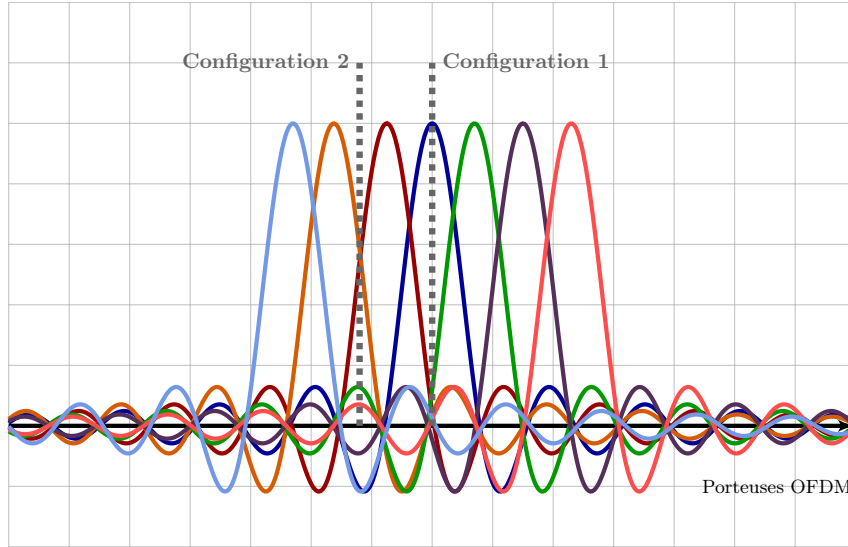


FIGURE 3.24 – Schéma de la position des spurs polluantes (en gris) dans les deux configurations d'étude de la pollution et de la compensation des spurs dans le contexte OFDM

borne est d'autant plus proche de la borne induite par le bruit que la bande du signal OFDM est importante (à écart fréquentiel entre porteuses constant), puisque le ratio des porteuses polluées sera d'autant plus faible que le nombre de porteuses est important.

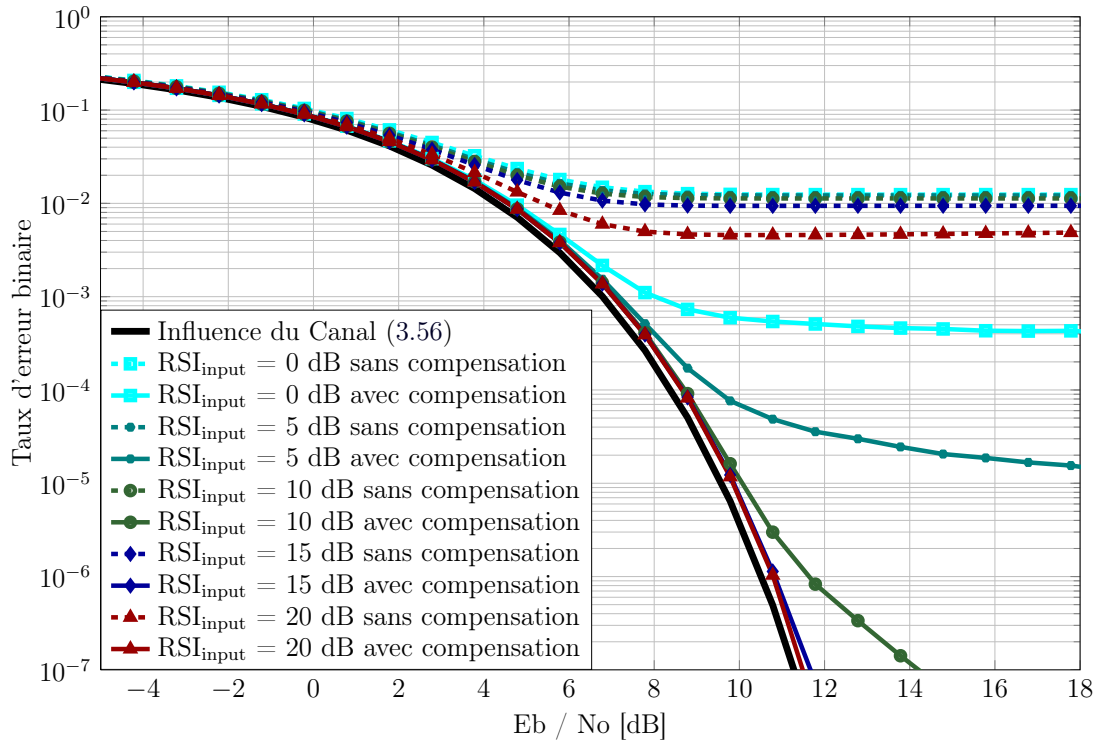


FIGURE 3.25 – Mesure du Taux d'Erreur Binaire de la modulation OFDM en fonction du niveau de bruit pour différentes configurations de RSI initial de la spur, avec des spurs présentes sur des multiples de l'écart entre porteuses (configuration 1).

Pour comparaison, on observe sur la figure 3.26 le second cas de configuration où les spurs ne sont pas situées à des multiples de l'écart entre porteuses. On remarque ainsi que le niveau de taux d'erreur après compensation se rapproche de la borne induite par le canal puisque l'algorithme dans son fonctionnement filtre de manière à ce que les porteuses ne soient plus saturées par les spurs, mais sans couper totalement de porteuses du fait de leurs positions fréquentielles.

Si l'on compare les deux configurations, on peut donc remarquer deux points importants :

- Pour la pollution, le TEB est plus important lorsque la spur se situe entre les porteuses. En effet, si la spur se situe exactement sur une porteuse, elle ne polluera alors qu'une seule porteuse, laissant les autres non impactées. A l'inverse, si la spur se situe entre les porteuses, alors elle polluera plusieurs d'entre elles.
- Pour la compensation, si la spur se situe précisément sur une porteuse d'information, le TEB recouvré est moins bon que si la spur se situe entre les porteuses (en particulier si la spur a une puissance importante) . Ceci s'explique par le fait que la compensation se comporte comme une stratégie de filtrage coupe bande et donc vient fortement altérer la bande autour de la spur. Si la spur coïncide avec une porteuse, celle-ci ne peut être récupérée qu'en partie, alors que dans la configuration 2, les porteuses sont bien récupérées après application de la compensation.

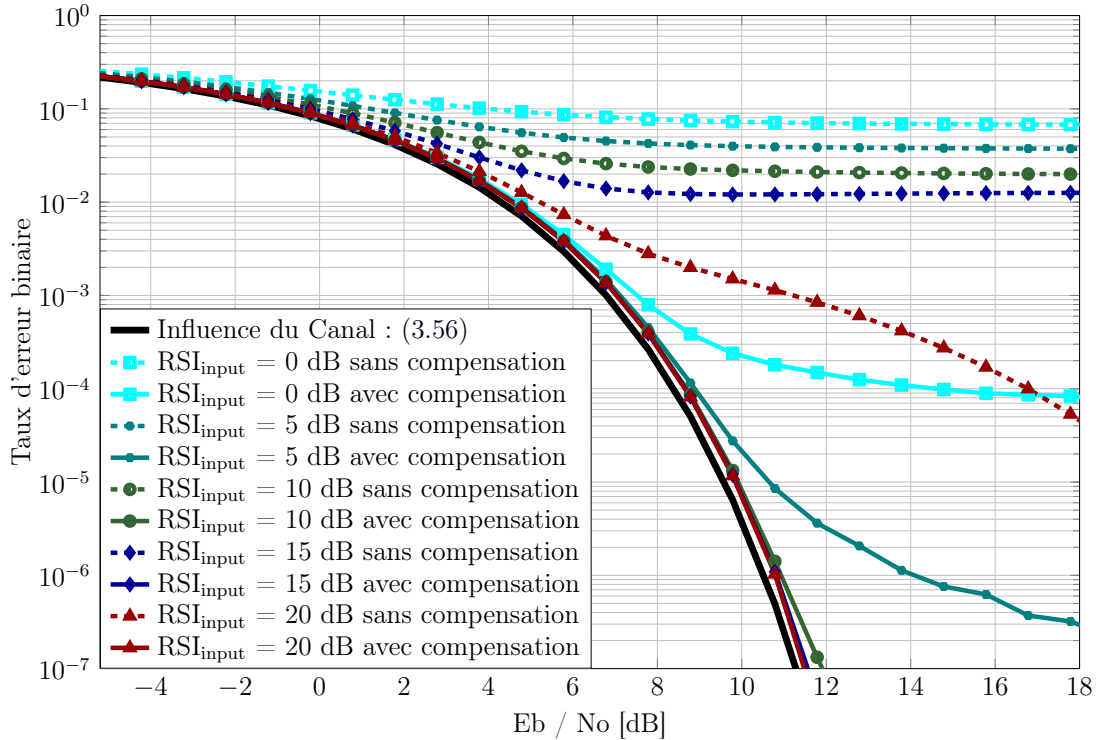


FIGURE 3.26 – Mesure du Taux d'Erreur Binaire de la modulation OFDM en fonction du niveau de bruit pour différentes configurations de RSI initial de la spur, avec des spurs qui ne sont pas présentes sur des multiples de l'écart entre porteuses (configuration 2).

En conclusion, le gain de performance par l'utilisation d'une solution de compensation numérique est important, même si il n'est pas équivalent suivant les modulations. La modulation OFDM par construction est plus sensible à la pollution des spurs et la localisation fréquentielle des pollueurs importe dans les performances finales attendues.

3.5 Conclusion du chapitre

Les spurs sont des pollutions harmoniques (bande étroite) issues de la fuite des horloges d'un terminal RF. Dans ce chapitre on a étudié les performances d'une stratégie de compensation numérique de spurs multiples qui viennent polluer le signal d'intérêt. Le modèle bande de base numérique proposé prend en compte les imperfections matérielles qui peuvent survenir dans les architectures RF. En particulier, l'incertitude associée à la connaissance des fréquences des spurs ainsi que l'impact du bruit de phase ont été incorporés dans le modèle. Le lien entre ces modèles et des paramètres physique a par ailleurs été donné.

La stratégie de compensation est basée sur l'agencement de blocs dédiés à l'annulation d'une spur. Un algorithme LMS, basé sur la construction d'une référence qui est une image imparfaite de la spur a été proposé et une étude complète des performances, à la fois asymptotiques et transitionnelles, a été réalisé. Les performances asymptotiques et transitionnelles théoriques ont été calculées, montrant le lien entre les paramètres des imperfections et le dimensionnement du pas de fonctionnement de l'algorithme. Une analogie entre la méthode algorithmique utilisée et une stratégie de filtrage a également été mise en évidence, ce qui permet d'obtenir les performances par l'intermédiaire d'une autre approche.

Pour obtenir une structure efficace d'annulation de spurs multiples, deux structures (une structure d'annulation successive et une structure d'annulation parallèle) ont été comparées en termes de performances et de complexité. La structure parallèle, du fait notamment de meilleures propriétés associées à l'implémentation, a été préférée à la structure successive et les performances théoriques globales de la structure (performances asymptotiques et transitionnelles) ont été calculées.

Afin de libérer les contraintes relatives au temps de convergence de la méthode, le système de sur-couche adaptative du pas (LMS-MUFF) a été utilisée et permet de limiter le régime transitionnel en garantissant des performances asymptotiques prévisibles. Cet algorithme en sur-couche est également fonctionnel dans le cas multi-spurs, assujettissant un bloc de surcouche par bloc de compensation de spur.

Enfin, une analyse sur des modulations numériques a été effectuée, démontrant la nécessité d'un traitement et l'efficacité de la méthode décrite. Dans un premier temps, on a généralisé les calculs de performances, réalisés sous l'hypothèse d'un signal utile blanc, à la famille des signaux classique de communication numérique. Dans un second temps, on a étudié les pollutions et les compensations en terme de TEB. Celle-ci permet de replacer la pollution des spurs en fonction du standard en présence. En effet, si la stratégie de compensation permet la récupération quasi-idéale du signal dans le cadre d'un standard utilisant des techniques d'étalement de spectre, ce n'est pas le cas de la modulation OFDM qui est particulièrement sensible aux pollutions localisées en fréquence induisant une borne dans la récupération des performances. Ainsi, l'étude, l'analyse et l'implémentation des

algorithmes, qui se veulent multi-standards (c'est-à-dire qu'ils ne s'appuient pas sur le paradigme de modulation) ne peuvent être complètement dissociés de l'étude de l'impact sur une modulation donnée.

Chapitre 4

Compensation numérique du Tx Leakage

Sommaire

4.1	Origine du problème et modèle bande de base	102
4.1.1	Rappel de l'origine du Tx Leakage	102
4.1.2	Modélisation discrète bande de base	104
4.1.2.1	Signaux en présence	104
4.1.2.2	Modèle numérique	104
4.1.2.3	Observation et objectifs	105
4.1.2.4	Modélisation du canal variant	106
4.2	Algorithmes de compensation	107
4.2.1	Génération de la référence	108
4.2.2	Algorithme et performances dans le cas synchronisé	108
4.2.2.1	Structure de compensation	108
4.2.2.2	Performances dans le cas synchronisé	109
4.2.3	Influence du retard fractionnaire sur la structure de compensation	111
4.2.4	Structure d'estimation conjointe	113
4.3	Application aux modulations numériques	116
4.3.1	Cas de la modulation QPSK	116
4.3.2	Cas du standard WCDMA	117
4.3.3	Cas de la modulation OFDM	118
4.4	Discussion et Perspectives	119
4.4.1	Lien entre paramètres physiques et paramètres numériques	119
4.4.2	Discussion sur les hypothèses de travail.	120
4.4.2.1	Discussion autour du modèle du canal	121
4.4.2.2	Discussion sur le modèle du LNA	123
4.4.2.3	Influence de la composante continue	124
4.4.3	Perspectives de travail	125
4.5	Conclusion	126

Le Tx leakage est une pollution de l'étage transmission sur l'étage de réception qui est présent dans les architectures en duplex fréquentiel et qui consiste en l'apparition d'une image du signal de transmission en bande de base du fait de la conjonction de pollutions présentes dans la chaîne de réception. L'origine et le modèle numérique de la pollution a été décrit dans la partie 1.2.3.1.

Dans ce chapitre, on complète l'élaboration du modèle en proposant notamment d'approcher l'évolution temporelle du canal de pollution par un modèle auto-régressif et on étudie une structure de compensation numérique pour limiter l'impact de cette interférence.

Nos principales contributions associées à la compensation numérique du Tx Leakage sont les suivantes :

- ✕ Proposition d'un modèle bande de base de la pollution par l'étage de transmission, qui suppose un duplexeur plat en fréquence, qui prend en compte la présence d'un retard fractionnaire δ et qui suppose un canal scalaire variant suivant un modèle auto-régressif d'ordre 1 (appelé canal équivalent TxL) .
- ✕ Calcul théorique des performances asymptotiques et transitionnelles du suppresseur du Tx Leakage, basé sur un algorithme LMS, en supposant connu le retard fractionnaire δ
- ✕ Calcul théorique de l'impact de la non prise en compte du retard fractionnaire dans le système de compensation, induisant une perte de performance qui peut se révéler non acceptable pour le récepteur,
- ✕ Création d'une méthode d'estimation conjointe du canal équivalent TxL et du retard fractionnaire δ ; méthode qui est récursive, en ligne et basée sur une sur-couche de l'estimateur de gain complexe.

Un article de conférence, relatif à cette problématique et à la solution de compensation proposée, a été également publié :

- [Gerzagu et al., 2014a] : Gerzagu, R., Ros, L., Belveze, F., and Brossier, J.-M. (2014a). Joint estimation of complex gain and fractional delay for Tx leakage compensation in FDD transceivers. In *Proc. 21st International Conference on Electronics Circuits and Systems (ICECS)*

4.1 Origine du problème et modèle bande de base

4.1.1 Rappel de l'origine du Tx Leakage

L'origine de la pollution du Tx Leakage est détaillée dans la partie 1.2.3.1 et on rappelle succinctement les éléments qui entraînent la pollution bande de base du signal d'intérêt. On ne présente ici que l'origine considérée dans notre modèle ainsi que les hypothèses réalisées et non les origines alternatives (cf 1.2.3.2).

Le synoptique d'apparition du Tx Leakage est présenté sur la figure 4.1.

La pollution dite du Tx Leakage est une pollution de l'étage de transmission sur l'étage de réception. Cependant, ce n'est pas directement le signal transmis qui pollue le signal reçu mais une image de celui-ci. En effet, le contexte FDD implique un support spectral

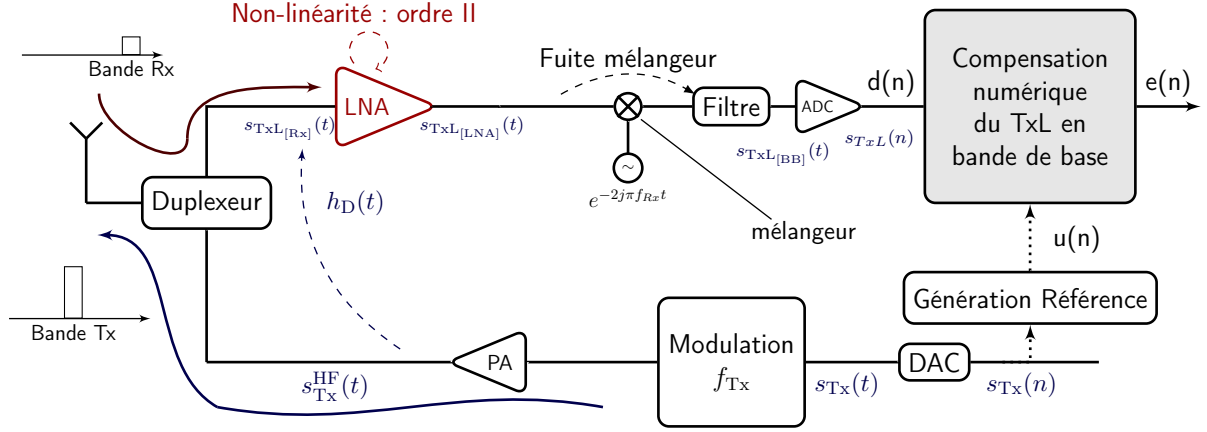


FIGURE 4.1 – Synoptique de l'apparition du Tx Leakage dans le contexte d'une chaîne émission-réception FDD.

disjoint de la transmission et de la réception et la pollution est due à la conjonction de plusieurs phénomènes qui apparaissent dans la chaîne émission-réception :

- Le duplexeur, composant chargé de mutualiser le signal de transmission et le signal de réception sur la même antenne, a une isolation non infinie impliquant une fuite du signal de transmission dans le chemin de réception. Cette fuite est donc directement le signal transmis filtré par la réponse impulsionnelle du duplexeur. Dans le cadre de notre étude théorique, on suppose que le duplexeur est plat en fréquence induisant un canal équivalent scalaire. C'est donc directement le signal transmis atténué par un coefficient variant dans le temps qui pénètre dans le chemin de réception (l'impact d'un duplexeur qui serait non plat en fréquence sera seulement testé par simulation dans la partie 4.4.2.1).
- L'amplificateur faible bruit, chargé d'amplifier le signal reçu, n'est pas linéaire impliquant l'ajout de composantes d'ordre II. Ces composantes, qui sont le carré des signaux hautes-fréquences, se retrouvent alors en bande de base.
- Une fuite située au niveau du démodulateur, chargé de la translation du signal d'intérêt depuis les hautes fréquences vers la bande de base, entraîne l'apparition des signaux non démodulés en aval du démodulateur. Si une majorité de ces signaux sont filtrés par le filtre passe bas, le signal issu de la non-linéarité instantanée du signal transmis, qui est en bande de base, n'est pas impacté par ce filtre et pollue le signal d'intérêt.

Relativement au modèle, les hypothèses suivantes sont réalisées :

- ★ Le canal équivalent, noté $h_D(t)$, est supposé plat en fréquence, c'est-à-dire que sa réponse impulsionnelle se réduit à un coefficient scalaire.
- ★ Ce coefficient scalaire varie dans le temps et on modélise cette évolution temporelle par un processus auto-regressif d'ordre 1.
- ★ La chaîne, du fait des blocs analogiques et numériques, entraîne un retard Δ . Du fait du cadencement de l'étage de réception à T_{Rx} , ce retard aura une partie entière (c'est-à-dire en multiple du temps d'échantillonnage de l'étage de réception) et une

partie fractionnaire δ .

4.1.2 Modélisation discrète bande de base

4.1.2.1 Signaux en présence

On rappelle les signaux en présence nécessaires à l'établissement du modèle, dont les noms sont mentionnés sur la figure 4.1

- $s_{\text{Tx}}(n)$ sont les échantillons complexes bande de base numériques (cadencés à la période des échantillons de l'étage de transmission T_{Tx}) du signal à transmettre,
- $s_{\text{Tx}}(t)$ sont les échantillons complexes (bande de base) analogiques du signal à transmettre (après le convertisseur numérique analogique),
- $s_{\text{TxL}}(n)$ sont les échantillons issus du Tx Leakage, qui polluent le signal de réception. Ce signal est cadencé à T_{Rx} , temps symbole de l'étage de réception.
- $\beta_{\text{TxL}}(n)$ est le canal équivalent scalaire complexe de la fuite TxL, ramené en bande de base. Il est issu du canal équivalent induit par le duplexeur $h_{\text{TxL}}(t)$, combiné à l'hypothèse de non sélectivité fréquentielle de h_{TxL} et du gain de la fuite du démodulateur. Il est par ailleurs supposé variant dans le temps.
- Δ est le retard induit par la chaîne : il est par définition l'écart entre le moment où un échantillon $s_{\text{Tx}}(n)$ est transmis et le moment où son image pollue le signal de réception. Il est composé d'une partie entière de temps symbole de réception et d'une partie fractionnaire :

$$\Delta = D \times T_{\text{Rx}} + \delta . \quad (4.1)$$

4.1.2.2 Modèle numérique

L'établissement du modèle numérique bande de base a été détaillé dans la partie 1.2.3.3. Le modèle final bande de base d'intérêt est donc mis en forme dans l'équation (1.33) [ou dans (1.34)] et est rappelé ci dessous :

$$s_{\text{TxL}}(n) = \beta_{\text{TxL}}(n) \left[h_{\text{Rx}}(t - \Delta) * (s_{\text{TxI}}^2(t - \Delta) + s_{\text{TxQ}}^2(t - \Delta)) \right]_{t=nT_{\text{Rx}}} . \quad (4.2)$$

Le signal de pollution est donc fonction de $\beta_{\text{TxL}}(n)$ qui modélise le canal TxL (canal équivalent de la fuite), supposé scalaire et variant dans le temps et du carré du signal transmis, dû à la non-linéarité de l'amplificateur.

L'étape centrale pour la modélisation comme pour la compensation est la génération de la référence qui, comme pour la compensation des spurs, consiste à avoir une image, la plus fiable possible, de l'interférent à compenser. La référence ici se bâtit à partir des échantillons numériques du signal à transmettre, constitué par les échantillons en phase et les échantillons en quadrature. La référence doit être cadencée au temps d'échantillonnage de l'étage de réception, puisque la compensation a lieu à cet endroit et prendre en compte l'impact de la structure de filtrage de la réception. Elle s'exprime comme

$$u_{\text{TxL}}(n) = \left[h_{\text{Rx}}(t) * (s_{\text{TxI}}^2(t) + s_{\text{TxQ}}^2(t)) \right]_{t=nT_{\text{Rx}}} . \quad (4.3)$$

Il est à noter que l'on dispose des échantillons numériques bande de base (et non continu) du signal $s_{\text{Tx}}(n)$ qui sont cadencés à T_{Tx} et que l'étape de génération de la référence doit donc nécessiter des traitements supplémentaires permettant d'avoir une

référence correctement générée : il faut envisager l'implémentation d'interpolateurs, de décimateurs et éventuellement de filtres, dépendant du rapport entre le temps d'échantillonnage à l'émission et le temps d'échantillonnage à la réception. Le signal de pollution peut alors s'exprimer en fonction de la référence générée, sous la forme

$$s_{\text{TxL}}(n) = \beta_{\text{TxL}}(n) \times u_{\text{TxL}}(n - D, \delta) , \quad (4.4)$$

où $u_{\text{TxL}}(n - D, \delta)$ correspond à la référence retardée d'un retard entier D et d'un retard fractionnaire δ .

4.1.2.3 Observation et objectifs

Dans la partie précédente, on a défini le terme de pollution $s_{\text{TxL}}(n - D; \delta)$ qui vient perturber le signal d'intérêt. On a exprimé ce signal en fonction du retard Δ , constitué d'une partie entière D et d'une partie fractionnaire δ . La valeur de D peut être facilement obtenue, par exemple par une corrélation ou par l'utilisation d'une structure parallèle comme développée dans [Frotzschner and Fettweis, 2008b]. Ainsi, sans perte de généralité, dans la suite du rapport, on considère que $D = 0$, ce qui est équivalent à retarder la référence $u_{\text{TxL}}(n)$ d'un retard D connu.

Par conséquent, le signal d'observation bande de base $d(n)$ s'exprime comme étant

$$d(n) = x(n) + b(n) + s_{\text{TxL}}(n; \delta) , \quad (4.5)$$

où $x(n)$ est le signal d'intérêt, $b(n)$ le bruit blanc additif gaussien de variance σ_b^2 et $s_{\text{TxL}}(n; \delta)$ le terme de pollution du Tx Leakage, après avoir supposé que $D = 0$.

Comme expliqué dans la partie 3.1.2, l'objectif est de quantifier la performance de l'étage de compensation, c'est-à-dire de la réjection du terme de pollution $s_{\text{TxL}}(n; \delta)$ et non de quantifier l'impact du terme de pollution et du bruit additif $b(n)$. En conséquence, vu du bloc de compensation du Tx Leakage, le signal utile (signal qui n'est pas la pollution) est composé du signal d'intérêt et du bruit additif. On introduit donc le signal utile, défini comme le signal d'intérêt bruité

$$x_b(n) = x(n) + b(n) . \quad (4.6)$$

Pour l'étude théorique, on fait également l'hypothèse que le signal d'intérêt $x(n)$ est un signal blanc gaussien de variance σ_x^2 . Le signal utile $x_b(n)$ est donc un signal blanc gaussien et de variance $\sigma_{x_b}^2$. Le signal d'observation devient alors

$$d(n) = x_b(n) + s_{\text{TxL}}(n; \delta) . \quad (4.7)$$

Au vu du modèle du signal de pollution, défini dans (4.4), fonction de la référence, le problème d'estimation revient à celui de l'estimation du gain complexe $\beta_{\text{TxL}}(n)$ et du retard fractionnaire δ .

Les structures étudiées seront des structures en ligne, c'est-à-dire qu'à chaque instant on génère un échantillon $e(n)$ qui est issu de la compensation de $d(n)$. On introduit alors l'erreur d'estimation de l'étage de compensation du Tx Leakage, notée $\epsilon_{\text{TxL}}(n)$ et définie par

$$\epsilon_{\text{TxL}}(n) = e(n) - x_b(n) . \quad (4.8)$$

Les performances de l'étage de compensation sont donc définies par le RSBI défini à partir de l'erreur quadratique moyenne :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10\log_{10} \left(\frac{P_{\epsilon_{\text{TxL}}}}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (4.9)$$

On définit de la même manière le RSBI initial, qui est le RSBI obtenu après mesure de la pollution et sans compensation, fonction du niveau de puissance induit par le canal

$$\text{RSBI}_{\text{init}} = -10\log_{10} \left(\frac{P_{s_{\text{TxL}}}}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (4.10)$$

avec $P_{s_{\text{TxL}}}$ la puissance du signal issu du Tx Leakage.

4.1.2.4 Modélisation du canal variant

Dans cette thèse, on suppose que le canal issu du manque d'isolation du duplexeur peut subir une variation dans le temps, comme justement montré dans [Frotzsch et al., 2009]. Cette variation est due à la conjonction de plusieurs phénomènes physiques, tel que la variation thermique du composant, ou les variations du champ magnétique provoqué par le milieu ou l'utilisateur. La littérature ne décrit pas de modèle précis d'évolution du canal, qu'il soit supposé scalaire ou non, puisque l'ensemble des contributions ne prend pas en compte cette variation temporelle du (ou des) coefficient(s) du canal.

Dans notre contexte, on modélise cette évolution possible et *a priori* lente du canal par un modèle Auto-Regressif d'ordre 1 (AR1). Ce type de modèle est en effet fréquemment utilisé pour modéliser les évolutions temporelles des canaux radio mobiles [Tan and Beaulieu, 2000, Komminakis et al., 2002, Chen and Zhang, 2004, Ghandour-Haidar et al., 2012, Gerzaguet et al., 2013c] et ne dépend que de deux paramètres, limitant ainsi les degrés de liberté à modéliser. Par ailleurs, cette évolution du canal se fait par rapport à une moyenne non nulle, associée au niveau d'interférence de la pollution globale. Le modèle bande de base du canal peut donc se mettre globalement sous la forme :

$$\beta_{\text{TxL}}(n) = \beta_{0_{\text{TxL}}} + \alpha_{\text{TxL}}(n) , \quad (4.11)$$

où $\beta_{0_{\text{TxL}}}$ correspond à la composante continue de l'amplitude d'interférence et $\alpha_{\text{TxL}}(n)$ correspond à la composante variant dans le temps du canal qui suit un modèle AR1

$$\alpha_{\text{TxL}}(n) = \gamma_{\text{TxL}}\alpha_{\text{TxL}}(n-1) + \xi_{\text{TxL}}(n) , \quad (4.12)$$

où $\alpha_{\text{TxL}}(0) = 0$, $0 < \gamma_{\text{TxL}} < 1$ et où $\xi_{\text{TxL}}(n)$ est un bruit blanc complexe additif gaussien de variance $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2$. On a par ailleurs

$$\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 = (1 - \gamma_{\text{TxL}}^2)\sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2 , \quad (4.13)$$

où $\sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2$ est la variance du processus auto-regressif modélisant la variation temporelle du canal équivalent.

Le canal est donc composé d'une partie statique et d'une partie dynamique ; et on introduit le rapport (qui est en fait un facteur de Rice [Proakis, 2001]) entre ces deux aspects que l'on note K_{TxL}

$$K_{\text{TxL}} = \frac{|\beta_{0_{\text{TxL}}}|^2}{\sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2} . \quad (4.14)$$

Du fait de la plage de valeur de K_{TxL} , on introduit $K_{\text{TxL}_{\text{dB}}} = 10\log(K_{\text{TxL}})$. Ainsi, le cas $K_{\text{TxL}_{\text{dB}}} \rightarrow -\infty$ correspond à un canal très variant, dont la composante continue associée au niveau de l'interférence est négligeable, alors que $K_{\text{TxL}_{\text{dB}}} \rightarrow +\infty$ correspond à un canal statique (non variant).

La paramétrisation du modèle est donc finalement entièrement réalisée à partir du RSBI, du rapport K_{TxL} et du temps de cohérence T_{corr} .

Par ailleurs, au vu du modèle d'évolution du canal choisi, le RSBI initial peut être reformulé comme étant :

$$\text{RSBI}_{\text{init}} = -10\log_{10} \left(\frac{P_u [|\beta_{0_{\text{TxL}}}|^2 + \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2]}{\sigma_{x_b}^2} \right). \quad (4.15)$$

avec P_u la puissance de la référence [via (4.4)].

Au premier abord, l'élaboration du modèle bande de base du Tx leakage peut sembler excessivement paramétrée, puisque le niveau de pollution ainsi que la variation temporelle de l'état du canal est paramétrée par le RSBI [défini dans (4.10)], le rapport K , le niveau d'interférence constant $\beta_{0_{\text{TxL}}}$, la variance du processus auto-regressif $\sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2$, la variance du bruit d'état du canal AR1 $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2$ et le paramètre de corrélation du canal γ_{TxL} . Cependant, la plupart de ces paramètres sont liés, et influent sur le niveau d'interférence d'une part et sur la variation temporelle d'autre part.

- A partir des paramètres RSBI et K on définit le niveau d'interférence à gain constant $\beta_{0_{\text{TxL}}}$ ainsi que la variance du processus auto-regressif $\sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2$.
- Par ailleurs, on introduit le temps de cohérence du canal AR1 noté T_{corr} , et qui correspond à la constante de temps associée au filtrage passe bas du bruit d'état $\xi_{\text{TxL}}(n)$, qui définit le processus auto-regressif. Le temps de cohérence permet d'obtenir la valeur de la variance bruit d'état du processus AR1 $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2$. Le temps de cohérence effectif du duplexeur est par ailleurs mesuré dans [Frotzcher et al., 2009], permettant de faire un lien entre les paramètres physiques et le modèle numérique [cf partie 4.4.1 et en particulier l'équation (4.34)].
- On en déduit alors la valeur de γ_{TxL} en renversant (4.13).

Il est à noter que l'on fixe la variance du bruit d'état et non γ_{TxL} puisque cela correspond à fixer la vitesse de variation du canal et donc de mieux visualiser l'impact de cette vitesse sur la capacité de suivi de l'algorithme.

4.2 Algorithmes de compensation

L'objectif de cette partie est de proposer une architecture de compensation et d'évaluer les performances. Dans un premier temps, on étudiera un algorithme d'estimation du gain complexe variant, en supposant le retard fractionnaire connu. On étudiera ensuite l'impact de la non compensation du retard fractionnaire sur les performances, induisant la nécessaire estimation de ce dernier. On proposera ensuite un algorithme d'estimation conjointe du retard fractionnaire et du gain complexe.

4.2.1 Génération de la référence

Dans un premier temps, on suppose que la valeur du retard fractionnaire δ est parfaitement connue. Il faut donc générer une référence décalée de ce retard fractionnaire à partir de la référence disponible $u(n)$.

On suppose toujours que la référence numérique est parfaitement générée, c'est-à-dire que l'on dispose de $u_{\text{TxL}}(n)$ décrite dans (4.3), avec les étages d'interpolation, de décimation et de filtrage éventuel. En conséquence, l'expression de la référence retardée du retard fractionnaire δ peut se faire idéalement par un sinus cardinal (de taille infinie), ou plus pratiquement par l'intermédiaire d'un interpolateur de Lagrange de taille L [Laakso et al., 1996, Valimaki and Haghpasast, 2007] et on obtient

$$u_{\delta}(n) = \sum_{j=0}^L u_{\text{TxL}}(n-j) \left(\prod_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^L \frac{\delta - i}{j - i} \right). \quad (4.16)$$

On peut noter qu'en présence d'un interpolateur parfait, on aurait

$$s_{\text{TxL}}(n, \delta) = \beta_{\text{TxL}}(n) u_{\delta}(n). \quad (4.17)$$

Dans notre étude, on peut supposer que l'équation précédente est vérifiée, au sens où l'erreur induite par l'interpolateur est négligeable. En terme d'implémentation, une structure de Farrow peut être mise en place pour effectuer l'interpolation paramétrée par δ [Farrow, 1988, Harris, 1997].

4.2.2 Algorithme et performances dans le cas synchronisé

Dans cette partie, on suppose toujours que le retard fractionnaire est connu et que l'on dispose de la référence décalée du retard fractionnaire δ . Dans ce cas la stratégie d'estimation se cantonne à l'estimation du gain complexe du canal équivalent $\beta_{\text{TxL}}(n)$, dont les variations temporelles impactent les performances de la structure de compensation.

4.2.2.1 Structure de compensation

Il s'agit ici d'effectuer une estimation en ligne et récursive du gain complexe qui est multiplié par une référence dont on dispose. Comme dans la partie 3.2.2, on opte pour l'utilisation d'un algorithme LMS piloté par une référence $u_{\delta}(n)$, dont le synoptique est présenté à la figure 4.2.

L'algorithme d'estimation du gain complexe (et de suppression de l'interférence associée) est donc le suivant

$$\hat{s}_{\text{TxL}}(n) = \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) u_{\delta}(n) \quad (4.18)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{s}_{\text{TxL}}(n) \quad (4.19)$$

$$\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n+1) = \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) + \mu u_{\delta}(n) e(n), \quad (4.20)$$

où $\hat{s}_{\text{TxL}}(n)$ est l'estimée du polluant et μ le pas de l'algorithme. Il est à noter ici que dans l'étape de mise à jour de $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$ on ne prend pas en compte le conjugué de la référence

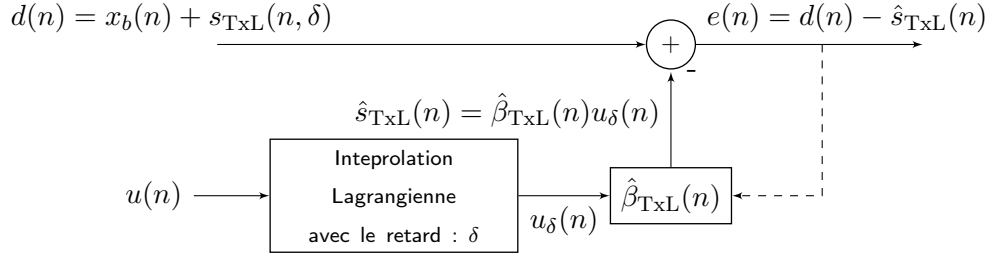


FIGURE 4.2 – *Synoptique de la structure d'estimation et de compensation du gain complexe du Tx leakage, en supposant connu le retard fractionnaire δ*

puisque celle-ci est réelle du fait de la nature réelle de la pollution (seul le coefficient $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$, estimation du gain de pollution, est complexe).

L'estimation $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$ du coefficient du canal doit donc suivre l'évolution de $\beta_{\text{TxL}}(n)$ qui est lui même modélisé par un processus AR1 défini dans (4.11) et (4.12). Les performances sont donc impactées par l'évolution temporelle du canal et un compromis sur la valeur de μ est à faire, de manière similaire à ce qui a été décrit dans la partie 3.2.3.

4.2.2.2 Performances dans le cas synchronisé

Le calcul des performances asymptotiques est réalisé dans l'annexe C.1. Le RSBI asymptotique s'exprime sous la forme

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10\log_{10} \left[\frac{\mu P_u}{2 - \mu P_u} + \frac{Q_{\text{TxL}}(\mu, P_u, \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2, \gamma_{\text{TxL}})}{\mu \sigma_{x_b}^2 (2 - \mu P_u)} \right], \quad (4.21)$$

où P_u est la puissance de la référence interpolée (4.16) et où $Q_{\text{TxL}}(\mu, P_u, \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2, \gamma_{\text{TxL}})$ correspond au terme de pollution qui modélise l'impact du Tx Leakage sur les performances asymptotiques et qui s'exprime comme étant

$$Q(\mu, P_u, \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2, \gamma_{\text{TxL}}) = \frac{2\mu P_u \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2 (1 - \gamma_{\text{TxL}})}{1 - \gamma_{\text{TxL}} (1 - \mu P_u)}. \quad (4.22)$$

Il est à noter que l'expression du RSBI asymptotique pour le supprimeur du Tx Leakage est très similaire à celle calculée pour le supprimeur de spur (3.19), avec la présence d'un terme statique, dû au signal d'intérêt bruité et d'une partie dynamique, modélisée par un facteur de pollution. Cette forme est due à l'utilisation d'un algorithme stochastique et la différence entre les expressions théoriques des performances est due au modèle de l'évolution du canal utilisé. Il est également à noter que plus qu'une dépendance en fonction du pas μ , on a la présence d'une dépendance en fonction du pas multiplié par la puissance de la référence μP_u de manière tout à fait analogue à ce que l'on a obtenu pour le supprimeur numérique de spurs (dépendance envers l'amplitude carrée de la spur générée).

On représente sur la figure 4.3 les performances asymptotiques et simulées de l'algorithme de suppression de Tx Leakage en fonction du pas de l'algorithme (multiplié par P_u), pour différentes valeurs de variance de bruit d'état du modèle AR1 $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2$. On a supposé pour cette simulation que le RSBI d'entrée était de 0dB et que le facteur K_{TxL} valait

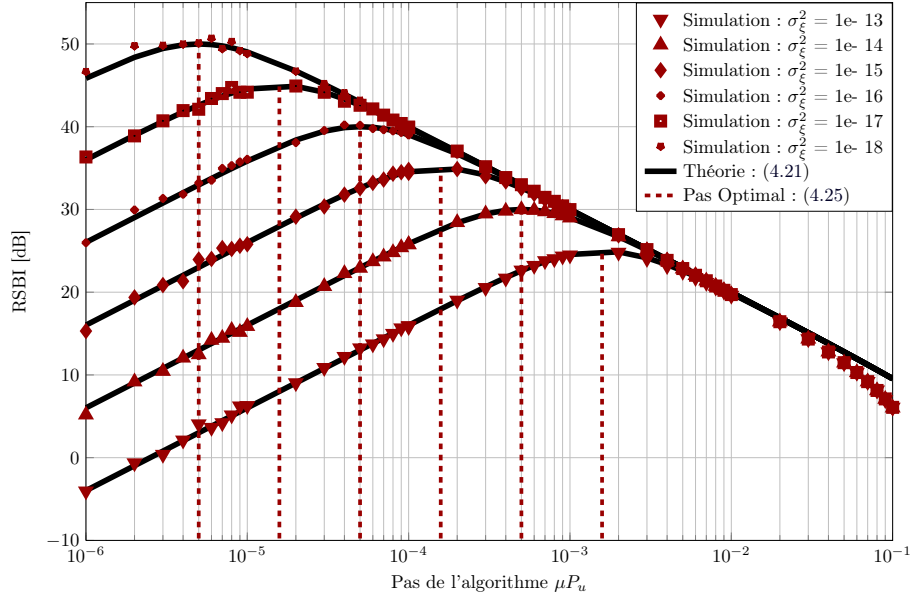


FIGURE 4.3 – Performances théoriques et simulées de l'algorithme de suppression du Tx Leakage, dans le cas synchronisé, en fonction du pas de l'algorithme et pour plusieurs valeurs de variance de bruit d'état du modèle AR1 $\sigma_{\xi_{TxL}}^2$.

10. On remarque la présence des deux modes comme pour le suppresseur de spur ainsi que la présence d'un point de fonctionnement optimal μ_{opt} . Ce point est obtenu à partir de (4.21). Tout d'abord, à partir de (4.13), γ_{TxL} s'exprime comme étant

$$\gamma_{TxL} = \sqrt{1 - \frac{\sigma_{\xi_{TxL}}^2}{\sigma_{\alpha_{TxL}}^2}}, \quad (4.23)$$

et on suppose que $\sigma_{\xi_{TxL}}^2 \ll \sigma_{\alpha_{TxL}}^2$ impliquant $\gamma_{TxL} \approx 1$, en supposant de plus que $\mu P_u \ll 1$, le RSBI peut être approximé par

$$RSBI \approx -10 \log_{10} \left[\frac{\mu P_u}{2} + \frac{\sigma_{\alpha_{TxL}}^2 \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\sigma_{\xi_{TxL}}^2}{\sigma_{\alpha_{TxL}}^2}} \right)}{\mu \sigma_{x_b}^2} \right]. \quad (4.24)$$

De (4.24), l'expression de la valeur optimale du pas peut être déduite :

$$\mu_{opt} = \sqrt{\frac{2\sigma_{\alpha_{TxL}}^2}{P_u \sigma_{x_b}^2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\sigma_{\xi_{TxL}}^2}{\sigma_{\alpha_{TxL}}^2}} \right)}. \quad (4.25)$$

Comme pour les spurs, la présence d'un canal variant limite les performances asymptotiques et fait apparaître un point de fonctionnement optimal dépendant de la statistique du canal. On peut également, pour une variance de bruit d'état $\sigma_{\xi_{TxL}}^2$ fixée et un RSBI d'entrée fixé, faire varier le rapport entre la partie statique et la partie dynamique donnée par K_{TxL} (4.14). Un exemple est présenté sur la figure 4.4. On remarque donc que les performances tendent à devenir linéaires en fonction du pas à mesure que la partie statique est prépondérante ($K_{TxL_{dB}} \rightarrow \infty$). On remarque par ailleurs que les performances

convergent rapidement vers une courbe de « pire cas » à partir du moment où la partie dynamique a une proportion non négligeable de la puissance totale du canal $K_{\text{TxL}_{\text{dB}}} > 10$ dB.

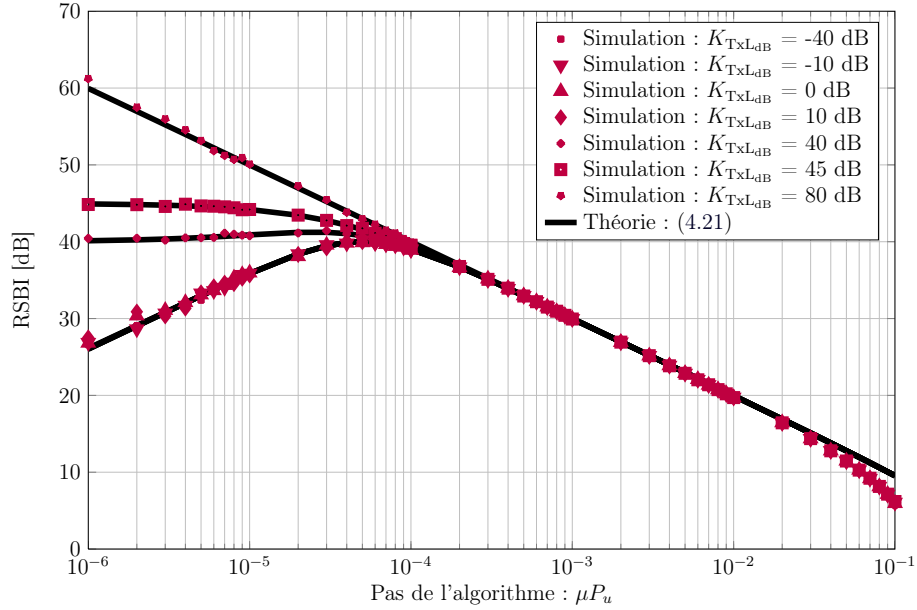


FIGURE 4.4 – Performances théoriques et simulées du supprimeur de Tx Leakage dans le cas synchronisé, en fonction du pas pour une variance de bruit d'état fixée $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 = 10^{-7}$ pour un RSBI initial de 0dB et différentes valeurs de $K_{\text{TxL}_{\text{dB}}}$.

Enfin, à partir de (4.21) et (4.25), on peut déduire la valeur maximale du RSBI atteignable pour une statistique donnée, associé au pas optimal μ_{opt} :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}}^{\text{max}} = -\frac{1}{2} 10 \log_{10} \left[\frac{2\sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2 P_u \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2}{\sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2}} \right)}{\sigma_{x_b}^2} \right] \quad (4.26)$$

et on représente l'évolution du RSBI maximal en fonction de la variance du bruit d'état du modèle AR1 pour un RSBI initial de 0 dB et pour $K_{\text{TxL}_{\text{dB}}} = 10$ dB sur la figure 4.5, validant l'expression théorique.

4.2.3 Influence du retard fractionnaire sur la structure de compensation

Dans la partie précédente, on a supposé que le retard fractionnaire était connu. C'est toutefois une hypothèse forte, au sens où il peut être fonction de blocs ou de phénomènes non nécessairement contrôlés et donc être inconnu en pratique. Si on suppose que ce retard est inconnu, la première chose est d'observer et de calculer les performances de l'algorithme en présence d'un retard fractionnaire qui n'est pas compensé en amont.

Ainsi, la référence que l'on utilise dans l'algorithme défini dans (4.18)-(4.20) sera par défaut $u_{\text{TxL}}(n)$ et non $u_{\delta}(n)$ puisque l'on décide de ne pas appliquer l'interpolation. Dans

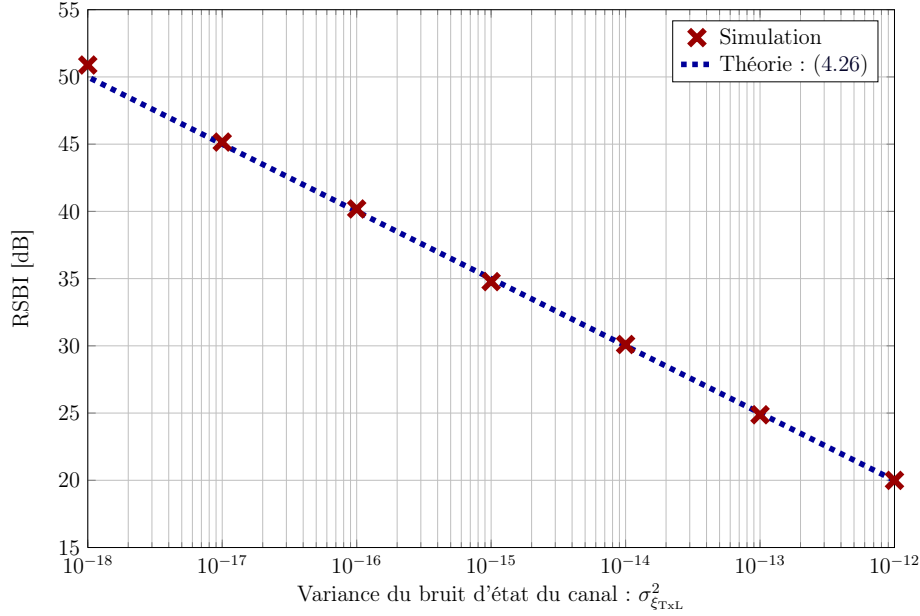


FIGURE 4.5 – Performance maximale théorique et simulée du supprimeur du Tx Leakage dans le cas synchronisé en fonction de la variance du bruit d'état du modèle $\sigma_{\xi_{TxL}}^2$ pour un RSBI initial de 0 dB et pour $K_{TxLdB} = 10$ dB.

ce cas l'algorithme est donc

$$\begin{aligned}\hat{s}_{TxL}(n) &= \hat{\beta}_{TxL}(n)u_{TxL}(n) \\ e(n) &= [x_b(n) + \beta_{TxL}(n)u_\delta(n)] - \hat{s}_{TxL}(n) \\ \hat{\beta}_{TxL}(n+1) &= \hat{\beta}_{TxL}(n) + \mu u_{TxL}(n)e(n) .\end{aligned}$$

On peut considérer que l'absence d'interpolation revient à introduire un bruit sur la référence et on introduit

$$\eta_{TxL}(n) = u_\delta(n) - u_{TxL}(n) , \quad (4.27)$$

la différence entre la référence idéale $u_\delta(n)$ et la référence utilisée dans l'algorithme $u_{TxL}(n)$. On suppose que ce bruit peut être modélisé comme un bruit blanc additif gaussien centré de variance $\sigma_{\eta_{TxL}}^2$, hypothèse que l'on a pu vérifier empiriquement. La variance de ce bruit est alors directement fonction de la valeur du retard fractionnaire δ . Ainsi, en première approximation [c'est-à-dire en supposant une interpolation linéaire entre $u_{TxL}(n)$ et $u_{TxL}(n, \delta)$] on peut faire l'approximation $\sigma_{\eta_{TxL}}^2 \approx \delta^2 P_u$ (cf annexe C.3).

Les performances asymptotiques de l'algorithme en fonction du retard fractionnaire non compensé s'exprime alors comme étant (cf annexe C.2) :

$$\begin{aligned}RSBI_{comp} \approx & -10\log_{10} \left[\frac{\mu P_u}{2 - \mu P_u} + \frac{Q(P_u, \sigma_{\alpha_{TxL}}^2, \gamma_{TxL})}{\mu \sigma_{x_b}^2 (2 - \mu P_u)} \right. \\ & \left. + \frac{\mu P_u (|\beta_{0TxL}|^2 + \sigma_{\alpha_{TxL}}^2) \sigma_{\eta_{TxL}}^2}{\sigma_{x_b}^2 (2 - \mu P_u)} + (|\beta_{0TxL}|^2 + \sigma_{\alpha_{TxL}}^2) \frac{\sigma_{\eta_{TxL}}^2}{\sigma_{x_b}^2} \right] .\end{aligned} \quad (4.28)$$

Les deux premiers termes correspondent à la performance de l'algorithme en fonction du signal en présence et du canal variant, correspondant à (4.21) et les deux autres termes

correspondent à l'impact de la non compensation de retard fractionnaire dans l'étage de compensation. On représente les performances asymptotiques du supprimeur en fonction du pas μP_u pour un canal suivant un modèle AR1, de RSBI initial 0 dB avec $K_{\text{TxLdB}} = 10$ dB et $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 = 10^{-17}$ sur la figure 4.6. On remarque que les performances asymptotiques sont très altérées par la présence du retard fractionnaire et qu'il est nécessaire de compenser ce retard s'il excède 0.02 temps symbole.

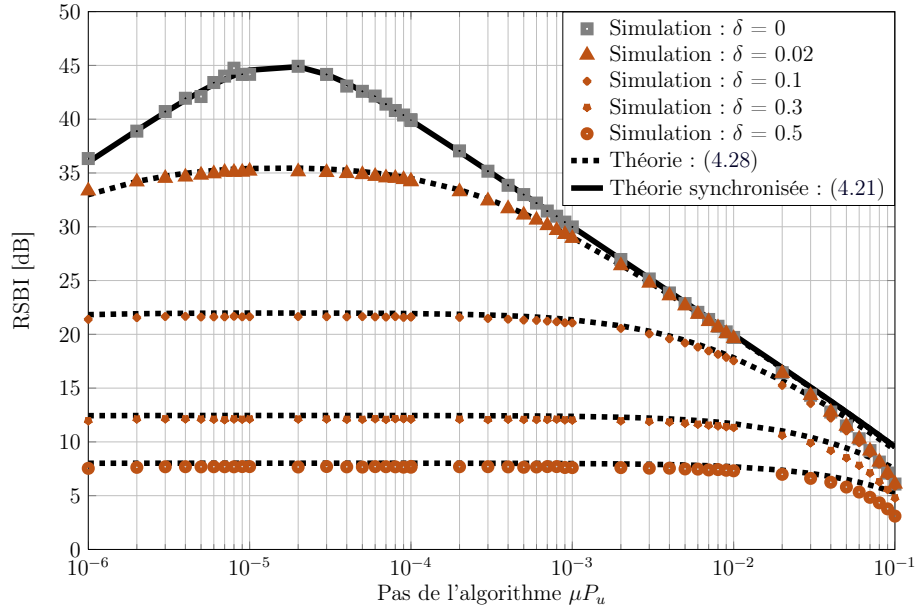


FIGURE 4.6 – Performances théoriques et simulées du supprimeur de Tx Leakage en fonction du pas de l'algorithme μP_u pour plusieurs valeurs de retard fractionnaire, pour un RSBI initial de 0 dB, $K_{\text{TxLdB}} = 10$ dB et $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 = 10^{-17}$.

Il est donc nécessaire de prendre en compte ce retard fractionnaire en amont dans la génération de la référence utilisée dans l'algorithme. Étant donné que ce retard δ est inconnu en pratique, une estimation conjointe du retard fractionnaire et de l'estimation du gain complexe du canal doit être réalisée.

4.2.4 Structure d'estimation conjointe

Dans la partie précédente, on a vu la nécessité de la prise en compte du retard fractionnaire dans la référence, celui-ci impliquant une perte de performances asymptotiques rapidement intolérable. On propose donc une structure d'estimation conjointe dont le synoptique est présenté sur la figure 4.7.

La référence $u_{\text{TxL}}(n)$ est d'abord interpolée à l'aide de l'estimation courante du retard fractionnaire δ_n donnant $u_{\delta_n}(n)$ et cette dernière est utilisée dans l'algorithme LMS associée à l'estimation du gain complexe du canal $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$ via (4.18)-(4.20), permettant d'obtenir l'échantillon compensé $e(n)$. Ensuite, à partir de l'observation $d(n)$, de l'estimation du gain complexe $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$, de l'échantillon compensé $e(n)$, de la référence retardée $u_{\delta_n}(n)$ et de la référence initiale $u_{\text{TxL}}(n)$, un second algorithme permet la mise à jour de l'estimation du retard fractionnaire δ_{n+1} .

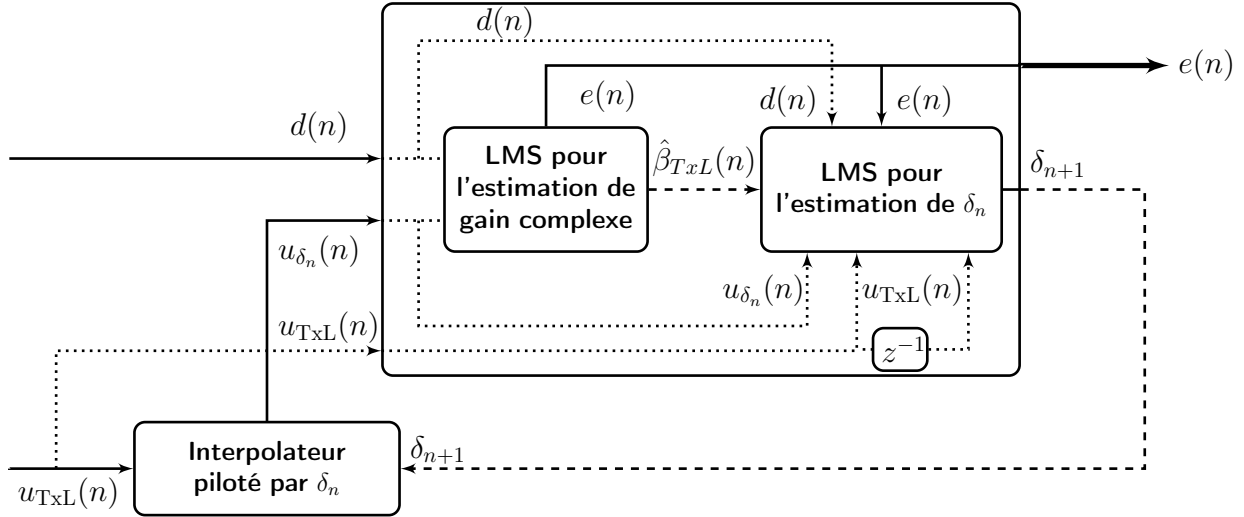


FIGURE 4.7 – Synoptique de l'algorithme d'estimation conjointe du retard fractionnaire et du gain complexe.

L'algorithme d'estimation récursive du retard fractionnaire δ_n , lui-même en ligne, est obtenu par une minimisation de l'erreur instantanée $|e(n)|^2$ sur laquelle est appliquée une mise à jour du gradient stochastique (cf annexe C.4) :

$$\Delta_u(n) = u_{TxL}(n) - u_{TxL}(n-1) \quad (4.29)$$

$$\delta_{n+1} = \delta_n + \nu \Re \left\{ \left[\hat{\beta}_{TxL}(n) \Delta_u(n) - u_{\delta_n}(n) L(n) \right] e^*(n) \right\} \quad (4.30)$$

$$L(n+1) = (1 - \mu u_{\delta_n}(n)^2) L(n) - \mu d(n) \Delta_u(n) + 2\mu \hat{\beta}_{TxL}(n) u_{\delta_n}(n) \Delta_u(n) , \quad (4.31)$$

avec $L(n) = \partial \hat{\beta}_{TxL}(n) / \partial \delta$ et ν le pas de l'algorithme d'estimation de retard fractionnaire. En pratique, ν peut être choisi dans une gamme assez large, mais il doit être normalisé par la variance du signal utile bruité $\sigma_{x_b}^2$ et faible (avant normalisation) pour garantir une bonne précision d'estimation.

L'algorithme d'estimation conjointe du retard fractionnaire et du gain complexe du canal équivalent de fuite est finalement le suivant :

$$\begin{aligned} u_{\delta_n}(n) &= \sum_{j=0}^L u_{TxL}(n-j) \left(\prod_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^L \frac{\delta_n - i}{j - i} \right) \\ e(n) &= d(n) - \hat{\beta}_{TxL}(n) u_{\delta_n}(n) \\ \hat{\beta}_{TxL}(n+1) &= \hat{\beta}_{TxL}(n) + \mu u_{\delta_n}(n) e(n) \\ \Delta_u(n) &= u_{TxL}(n) - u_{TxL}(n-1) \\ \delta_{n+1} &= \delta_n + \nu \Re \left\{ \left[\hat{\beta}_{TxL}(n) \Delta_u(n) - u_{\delta_n}(n) L(n) \right] e^*(n) \right\} \\ L(n+1) &= (1 - \mu u_{\delta_n}(n)^2) L(n) - \mu d(n) \Delta_u(n) \\ &\quad + 2\mu \hat{\beta}_{TxL}(n) u_{\delta_n}(n) \Delta_u(n) . \end{aligned}$$

Il est donc à noter que cet algorithme est en ligne (puisque à chaque instant on génère

un échantillon compensé $e(n)$ image de $x_b(n)$), récursif et qu'il a une faible complexité.

On représente sur la figure 4.8 les performances de l'algorithme d'estimation conjointe pour les mêmes cas de figure que ceux simulés sur la figure 4.6, c'est-à-dire pour différentes valeurs de retard fractionnaire et en fonction du pas de l'algorithme. On a toujours un RSBI initial de 0 dB, avec $K_{\text{TxLdB}} = 10$ dB et une variance de bruit d'état du modèle $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 = 10^{-17}$ et $\nu = 10^{-6}/\sigma_{x_b}^2$. On remarque donc bien que la stratégie d'estimation conjointe est fonctionnelle, au sens où les performances sont pratiquement identiques à la performance dans le cas synchronisée, lorsque le retard est effectivement connu.

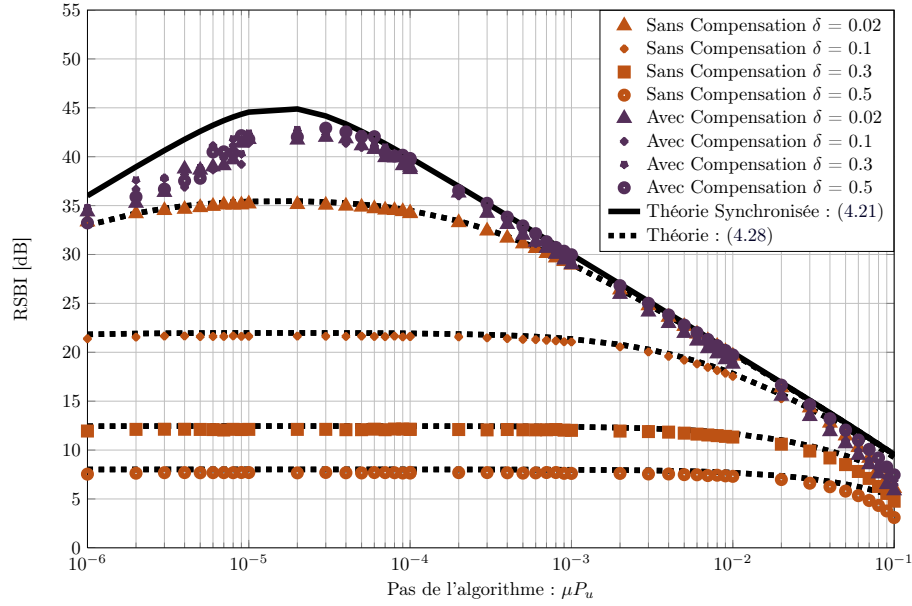


FIGURE 4.8 – Performances théoriques et simulées de l'algorithme de suppression de Tx Leakage sans prendre en compte le retard fractionnaire et comparaison avec les performances de la structure d'estimation conjointe. Les courbes sont données en fonction du pas de l'algorithme μP_u pour différentes valeurs de retard fractionnaire.

Il est à noter que les performances asymptotiques de la méthode proposée peuvent être déduites de celles exprimées en (4.28), en remplaçant $\sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2$ par la variance de l'erreur d'estimation du retard fractionnaire issue du processus d'estimation (4.29)-(4.31).

Enfin, de manière tout à fait similaire à ce qui a été initialement proposé dans la partie 2.2.3.1 et appliqué dans le contexte des spurs dans la partie 3.2.5.2, on peut utiliser une surcouche adaptative pour limiter le temps de convergence du système, tout en garantissant des performances prédictibles, en utilisant la surcouche MUFF (que l'on peut utiliser dans la partie dédiée à l'estimation du gain complexe ainsi que dans la partie destinée à l'estimation du retard fractionnaire).

4.3 Application aux modulations numériques

Dans cette partie, on s'intéresse à l'impact de la pollution du Tx Leakage et de la compensation en présence de signaux modulés pour différentes modulations numériques, comme on l'a réalisé dans la partie 3.4. On considérera le cas des modulations QPSK, WCDMA et OFDM, dont le formalisme est expliqué dans l'annexe A.

Dans chacune des configurations, on considérera que la transmission se déroule dans le contexte FDD, avec un écart fréquentiel suivant le standard associé. On fera également l'hypothèse que les signaux reçus et transmis partagent les mêmes paramètres de modulation (même bande, même fréquence d'échantillonnage)¹. Le modèle de pollution est celui présenté dans la partie 4.1.2 et, en particulier, le modèle de pollution prend en compte l'évolution temporelle du duplexeur et le temps de retard induit par la chaîne [cas du modèle présenté dans l'équation (4.7)]. Dans chacun des cas, on génère une référence à partir des échantillons de l'étage de transmission (en y ajoutant l'impact du filtre passe-bas après démodulation, de manière à générer une référence fidèle au coefficient de pollution) et on utilise une structure de Farrow pour réaliser les interpolations fractionnaires associées au retard de la chaîne. La partie entière du retard [notée D dans (4.1)] est supposée connue et intégrée dans l'étage de génération de la référence (comme stipulé dans le modèle bande de base).

Dans chacun des standards, on observe l'évolution du taux d'erreur en fonction du niveau de bruit. La simulation est réalisée pour différentes valeurs de niveau d'interférence, caractérisé dans ce cas par le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du signal interférant (sans prise en compte de bruit de manière à conserver le même niveau d'interférence quelque soit le bruit ajouté). Dans chacun des cas on comparera le taux d'erreur obtenu avec la borne induite par l'impact seul du bruit sur le signal.

Le canal équivalent induit par la chaîne est supposé suivre le modèle AR1 proposé dans la partie 4.1.2.4, dont la valeur de K est fixée à 10 et dont la valeur de la variance du bruit d'état $\sigma_{\xi_{TxL}}^2$ est fixée à 10^{-17} .

4.3.1 Cas de la modulation QPSK

On s'intéresse tout d'abord au cas de la modulation QPSK classique; et on présente les performance en terme de TEB pour la pollution et la compensation par l'intermédiaire de la structure proposée sur la figure 4.9.

On remarque donc bien l'impact de la pollution sur les performances impliquant que la pollution est non négligeable à partir d'une vingtaine de dB de pollution et que la structure de compensation proposée est efficace puisqu'elle permet d'atteindre les performances induites par la borne du canal.

1. Cette hypothèse est non nécessaire pour garantir le fonctionnement des algorithmes, pourvu que la référence soit correctement générée. De fait, les résultats peuvent être aisément étendus au contexte de la pollution d'un étage de transmission sur un étage de réception dans le cadre où les deux étages ne partagent pas les mêmes paradigmes de modulation. L'hypothèse ici n'est faite que pour limiter le nombre de paramètres en présence dans les courbes de simulation.

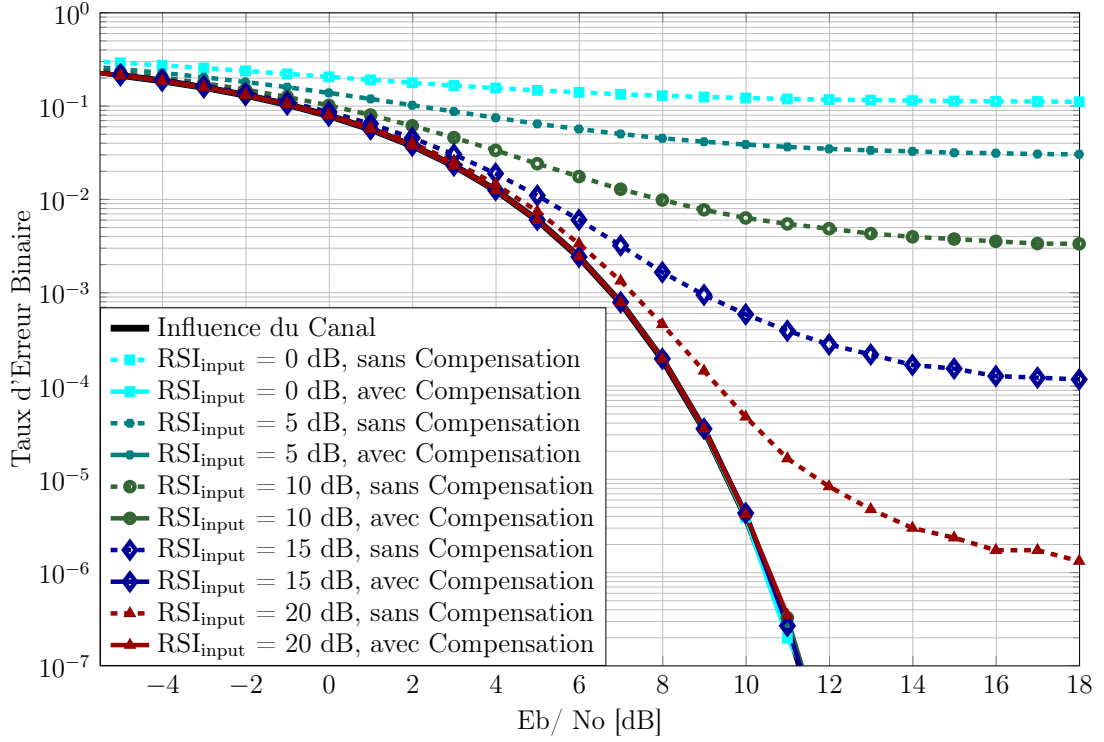


FIGURE 4.9 – Taux d'Erreur Binaire en fonction de l'impact du canal (E_b/N_0) pour une modulation QPSK en présence de Tx Leakage de niveau d'interférence variable, avec et sans la structure de compensation basée sur l'estimation conjointe du canal et du retard fractionnaire.

4.3.2 Cas du standard WCDMA

Dans un second temps, on observe l'impact du Tx Leakage ainsi que les performances de la structure de compensation, en terme de TEB pour la modulation WCDMA, qui suit le formalisme explicité dans l'annexe A.2.

On observe les performances sur la figure 4.10 et on remarque que le Tx Leakage a un impact non négligeable sur la modulation même s'il est moins important que dans le cas précédent (modulation QPSK), grâce au facteur d'étalement qui provoque un gain de traitement vis-à-vis du bruit et des composantes non désirables. Par ailleurs, une fois la compensation réalisée, les performances mesurées atteignent la borne induite par l'impact seul du canal de transmission.

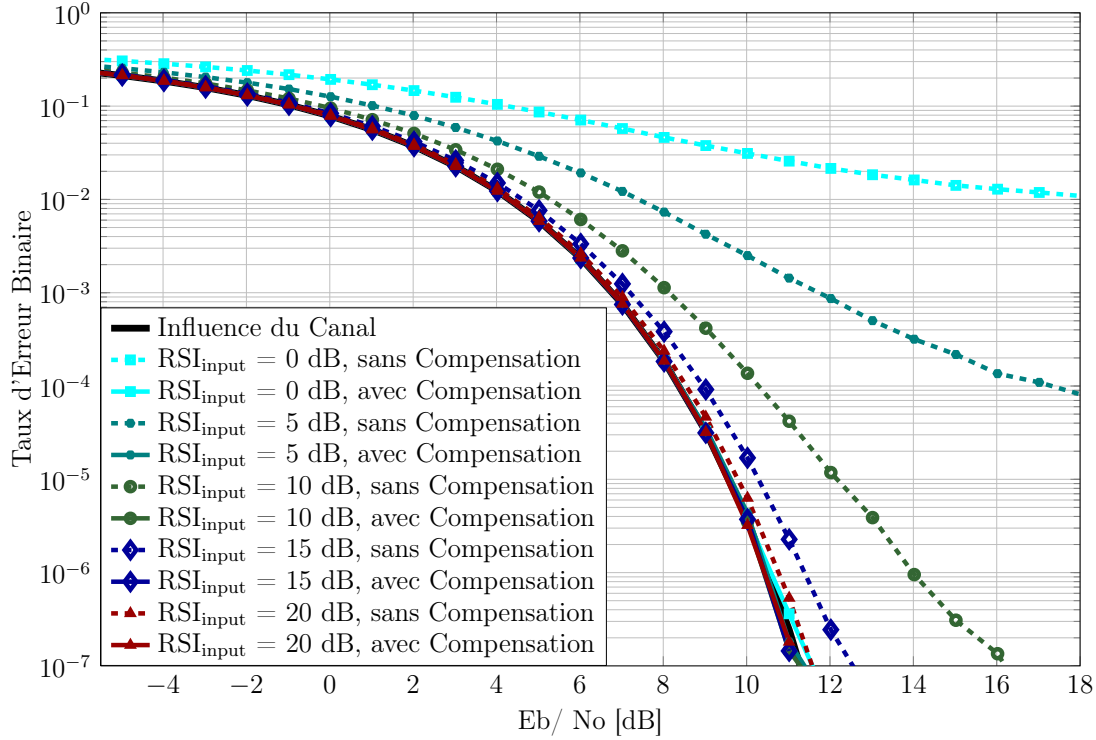


FIGURE 4.10 – Taux d'Erreur Binaire en fonction de l'impact du canal (E_b/N_o) pour le standard WCDMA en présence de Tx Leakage de niveau d'interférence variable, avec et sans la structure de compensation basée sur l'estimation conjointe du canal et du retard fractionnaire

4.3.3 Cas de la modulation OFDM

On considère un signal d'intérêt suivant une modulation OFDM dont le formalisme est décrit dans la partie A.3, pollué par un signal dont la modulation est de la même forme (l'étagé de transmission suit également une modulation OFDM). On observe sur la figure 4.11 l'évolution du TEB en fonction du rapport signal sur bruit du canal (canal supposé additif gaussien) pour différents niveaux d'interférences associés à la pollution du Tx Leakage. On observe sur la courbe, la performance induite par le seul impact du canal (qui exprime une borne de performance atteignable), les performances en présence de pollution et les performances avec présence de l'algorithme de compensation (algorithme d'estimation conjointe exprimé dans la partie 4.2.4).

On remarque donc bien que le Tx leakage ne peut être négligé si son niveau excède 20 dB au dessous du signal, ce qui est facilement atteint dans le cas d'un mobile loin de la station de base. Par ailleurs, en supposant le modèle du canal choisi cohérent avec la pollution effective (c'est-à-dire canal équivalent plat en fréquence, variant dans le temps suivant le modèle AR1 décrit dans 4.1.2.4), la structure de compensation proposée est alors efficace puisqu'elle permet de récupérer les performances en s'approchant de la borne induite par l'impact du bruit.

On peut alors noter la relative résistance de la modulation OFDM à la pollution du Tx Leakage, au sens où les performances après décodage en absence de compensation sont

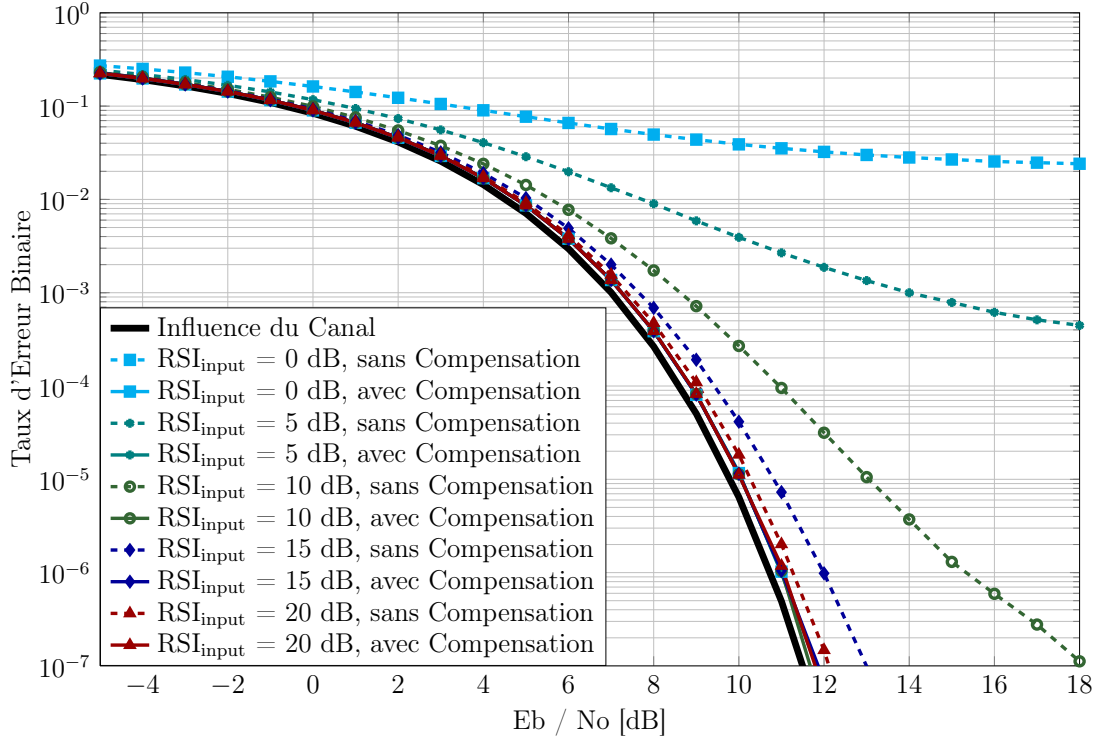


FIGURE 4.11 – Taux d'Erreur Binaire en fonction de l'impact du canal (E_b/N_0) pour une modulation OFDM en présence de Tx Leakage de niveau d'interférence variable, avec et sans la structure de compensation basée sur l'estimation conjointe du canal et du retard fractionnaire

meilleures que celles d'une modulation QPSK sans compensation. Ceci est dû au modèle de pollution du Tx Leakage qui mathématiquement est composé d'une forte composante continue (qui constitue la moitié de la puissance du signal de pollution), amenée par le module carré lors de la non-linéarité. Ainsi, dans le cas d'un signal OFDM, la moitié de la puissance du signal pollueur n'affecte pas de manière effective le signal d'intérêt, la modulation multi-porteuse (cf l'annexe A.3) ne disposant pas de porteuse d'information au niveau de la porteuse nulle.

4.4 Discussion et Perspectives

4.4.1 Lien entre paramètres physiques et paramètres numériques

Comme précisé dans la partie 4.1.2.4, l'ensemble des paramètres du canal est défini par l'intermédiaire du RSBI initial, du rapport K et du temps de cohérence T_{corr} . Ce dernier vient directement du modèle auto regressif, puisque (4.12) peut être vu comme le filtrage du bruit d'état $\xi_{\text{TxL}}(n)$ par le filtre passe bas L_{AR1} dont la transformée en Z s'exprime comme étant

$$L_{\text{AR1}}(z) = \frac{1}{1 - \gamma_{\text{TxL}} z^{-1}} . \quad (4.32)$$

A partir de l'expression du filtre, la fréquence de coupure à 3 dB s'exprime comme étant

$$f_c \approx \frac{1 - \gamma_{\text{TxL}}}{2\pi T_{\text{Rx}}}, \quad (4.33)$$

où T_{Rx} est le temps élémentaire de l'étage de réception. On définit le temps de cohérence comme l'inverse de la fréquence de coupure du filtre équivalent au modèle AR1 :

$$T_{\text{corr}} = \frac{1}{f_c} = \frac{2\gamma\pi T}{1 - \gamma_{\text{TxL}}} \quad (4.34)$$

et en utilisant (4.13), en supposant que ($T_{\text{corr}} \gg T_{\text{Rx}}$), on obtient finalement

$$\gamma_{\text{TxL}} \approx \frac{T_{\text{corr}}}{T_{\text{corr}} + 2\pi T} \quad (4.35)$$

$$\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 \approx \frac{4\pi T \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2}{T_{\text{corr}}}. \quad (4.36)$$

La variation du canal étant lente par rapport au temps élémentaire de l'étage de réception ($T_{\text{corr}} \gg T_{\text{Rx}}$), on retrouve bien le fait que la valeur de γ_{TxL} est proche de 1 et que la variance du bruit d'état est plus petite que la variance du processus complet.

Par ailleurs, dans [Frotzsch et al., 2009], il est stipulé que le temps de cohérence « au pire cas » rencontré est de l'ordre de 2 ms. Si on se replace dans le contexte des simulations réalisées, c'est-à-dire avec un RSBI initial de 0 dB, un facteur de Rice $K_{\text{TxL}_{\text{dB}}} = 10$ dB et une variance de signal d'entrée $\sigma_{x_b}^2 = 10^{-8}$, on obtient une variance du bruit d'état du processus AR1 $\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 \approx 2 \cdot 10^{-13}$, ce qui correspond à la borne supérieure des différentes valeurs prises en compte notamment dans la figure 4.3. Dans ce même cas de figure, la variance du bruit d'état minimale prise en compte ($\sigma_{\xi_{\text{TxL}}}^2 = 10^{-18}$) correspondrait à un temps de cohérence de plusieurs centaines de secondes, correspondant bien à une limite supérieure quand à l'évolution temporelle du canal. La plage choisie pour les bruits d'état associé au modèle auto-regressif est donc cohérente avec ce que pourrait être un temps de cohérence effectif associé à la variation temporelle du duplexeur.

4.4.2 Discussion sur les hypothèses de travail.

Au cours de ce chapitre, on a étudié la problématique du Tx leakage en réalisant certaines hypothèses que l'on rappelle ici :

- ★ Le canal équivalent, noté $h_D(t)$, est supposé plat en fréquence, c'est-à-dire que c'est un coefficient scalaire.
- ★ Ce coefficient scalaire varie dans le temps et on modélise cette évolution temporelle par un processus auto-regressif d'ordre 1.
- ★ La chaîne, du fait des blocs analogiques et numériques, entraîne un retard Δ . Du fait du cadencement de l'étage de réception à T_{Rx} , ce retard aura une partie entière (c'est-à-dire un multiple du temps d'échantillonnage de l'étage de réception) et une partie fractionnaire δ .
- ★ Le LNA est supposé non linéaire avec une composante de non-linéarité d'ordre II non négligeable et des ordres supérieurs négligeables. Il est par ailleurs supposé sans effet mémoire.

Dans cette partie, on discute de ces hypothèses et en particulier de l'impact du non respect de celles-ci sur notre structure de compensation. Plus particulièrement, on s'intéresse au canal équivalent du duplexeur et à l'hypothèse de LNA avec effet mémoire.

4.4.2.1 Discussion autour du modèle du canal

Le Tx Leakage est dû à la conjonction de différentes imperfections et en particulier à la fuite de l'étage de transmission sur l'étage de réception, qui est induite par l'isolation finie du duplexeur. Dans ces travaux, on a fait l'hypothèse que le duplexeur était plat en fréquence ce qui impliquait que l'on pouvait ramener en bande de base le problème de l'estimation du filtre du duplexeur à celui d'un gain complexe et d'un retard fractionnaire.

Cette hypothèse se justifie en partie à partir du profil de l'isolation typique d'un duplexeur proposé dans [Frotzscher and Fettweis, 2008a] qui montre une atténuation faible dans les bandes de transmission et de réception, puisque celle-ci est généralement inférieure à 2 dB dans une bande donnée (représentée en gris sur la figure 1.10). Cependant, supposer que le canal équivalent du duplexeur scalaire correspond à un cas limite et faire cette hypothèse revient en pratique à n'estimer que la contribution moyenne du filtre et à supposer que celui-ci à une réponse impulsionnelle qui s'approche de celle d'un dirac, tout en négligeant les autres composantes. On se propose de tester cette hypothèse à partir du profil initialement proposé par Frotzscher.

A partir du profil on propose donc de réaliser un filtre qui respecte un gabarit qui suit le profil d'isolation initial. On considère cependant dans cette partie que le filtre est invariant dans le temps et, par ailleurs, on se placera dans un cas très sur-échantillonné pour réaliser le filtrage, de manière à approcher le régime analogique. On se place donc sur une bande plus large que celle que l'on traite en pratique (ici 60 MHz), à l'endroit de la bande de transmission où le profil évolue le plus et on calcule un filtre dont la réponse impulsionnelle (en supposant la phase linéaire) épouse le gabarit du profil d'isolation initial que l'on présente sur la figure 4.12.

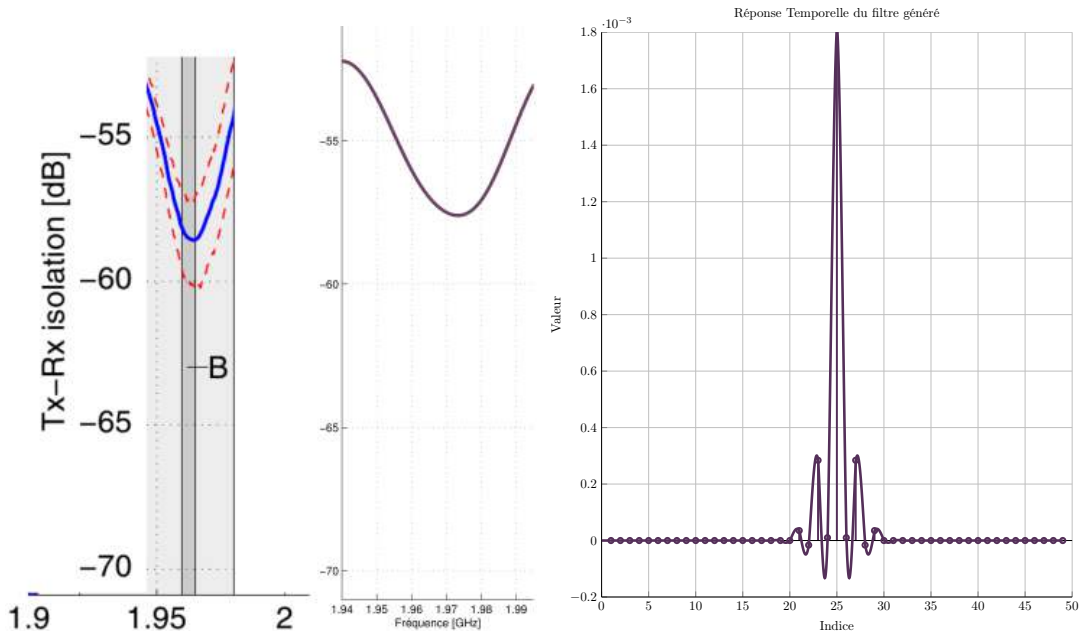


FIGURE 4.12 – A gauche, profil d'isolation typique d'un duplexeur (source [Frotzscher and Fettweis, 2008a]) ici concentré sur une bande de transmission avec un facteur de sur-échantillonnage important. Au centre (en violet), profil fréquentiel du filtre généré qui approche le profil mesuré. A droite en violet, la réponse temporelle du filtre généré.

On constate que la réponse impulsionnelle du filtre généré est comprimée dans le temps, ce qui tend à montrer que l'hypothèse d'un canal de duplexeur équivalent à un dirac est cohérente. Ainsi, notre algorithme d'estimation conjointe estimera alors uniquement la composante la plus importante de cette réponse temporelle. On peut alors visualiser sur la figure 4.13 la phase de convergence de l'algorithme d'estimation conjointe au niveau du gain et du retard fractionnaire ainsi que le RSBI transitionnel moyen. On remarque bien les bonnes performances induites par la structure en présence d'un filtre qui approche un filtre analogique, puisque les variations de l'isolation dans la bande sont faibles.

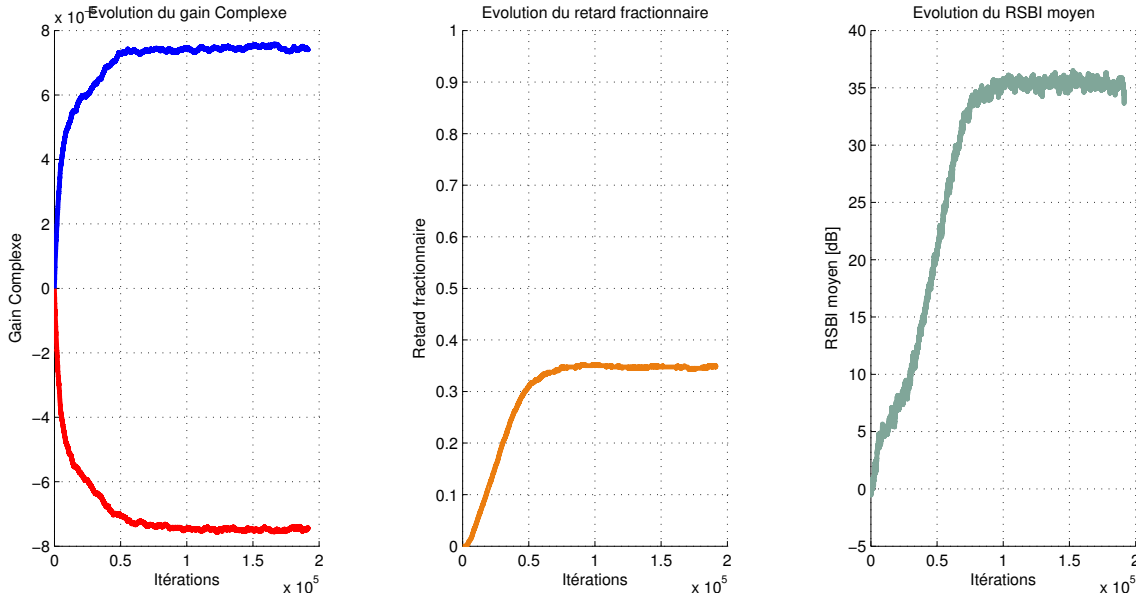


FIGURE 4.13 – *A gauche et au centre, exemple de la phase de convergence de la structure d'estimation conjointe (gain complexe et retard fractionnaire) pour une réalisation. A droite, performance moyenne de la structure d'estimation conjointe en terme de RSBI.*

A contrario, utiliser ici un algorithme LMS vectoriel, dont l'objectif serait d'estimer le filtre équivalent sur plusieurs échantillons successifs, est moins indiqué avec une telle réponse impulsionnelle, puisque celui-ci n'estimerait principalement qu'une seule des composantes et reviendrait quasiment à réaliser un estimateur de gain uniquement (c'est-à-dire sans l'estimation du retard fractionnaire associé) tout à fait analogue à celui proposé dans la partie 4.2.2 et dont on a montré dans la partie 4.2.3 les limitations associées à la non prise en compte du retard fractionnaire.

En conclusion, l'hypothèse de canal plat est en réalité une hypothèse de canal « presque plat », c'est-à-dire que la variation du canal du duplexeur étant faible, sa réponse impulsionnelle peut être approchée par un dirac car très resserrée en temps. En conséquence, l'utilisation de la stratégie d'estimation conjointe est cohérente puisque l'on ne va chercher que le terme prépondérant de la réponse impulsionnelle sans chercher à estimer les lobes secondaires, ceux-ci ayant une contribution moindre sur le terme de pollution.

Cependant, dans le cas d'un duplexeur plus sévèrement sélectif en fréquence, c'est-à-dire lorsque la réponse impulsionnelle s'étale et que les autres lobes ont une contribution importante sur le terme de pollution, restreindre le terme de pollution à un unique couple de gain complexe et de retard peut être insuffisant. Il peut alors devenir nécessaire d'utiliser des stratégies qui ont pour objectif d'estimer la réponse impulsionnelle entière du

duplexeur ou alors les quelques termes prépondérants de celle-ci.

De fait, outre l'utilisation d'une stratégie à base d'un LMS vectoriel, on pourrait également construire une structure basée sur l'algorithme d'estimation conjointe préalablement décrit et qui aurait des références associées aux termes à obtenir. On aurait alors des couples de gains et de retards fractionnaires associés aux coefficients principaux de la réponse impulsionnelle du duplexeur. En conclusion, et on sera amené à en reparler notamment dans la partie 5.2.3, l'avantage ici de la méthode présentée tient dans le fait que les performances théoriques sont calculables et que la structure, généraliste, est modulable en fonction des cas pratiques rencontrés, puisqu'elle peut être vue comme un bloc élémentaire d'une structure plus grande qui vient estimer et soustraire l'ensemble des contributions non négligeables, en changeant uniquement l'étage de génération de la référence.

4.4.2.2 Discussion sur le modèle du LNA

On a supposé que l'amplificateur était affecté d'une non-linéarité instantanée d'ordre II pour établir notre modèle. Dans le cas plus général d'un LNA dont les non-linéarités non négligeables vont jusqu'à l'ordre P et affecté d'un effet mémoire d'ordre L , le modèle numérique bande de base de pollution est donc différent et s'exprime directement comme une série de Volterra tronquée d'ordre P et de mémoire L , filtrée par le filtre de réception. Le modèle numérique de $y(n)$, signal de sortie du LNA qui amplifie un signal $x(n)$ peut alors s'exprimer de la manière suivante [Zhu and Brazil, 2004, Zhu et al., 2006] :

$$y(n) = \sum_{p=1}^P y_p(n) \quad (4.37)$$

avec

$$y_p(n) = \sum_{i_1=0}^{L-1} \dots \sum_{i_P=0}^{L-1} h_p(i_1, \dots, i_P) \prod_{r=1}^P x(n - i_r) , \quad (4.38)$$

où les $h_p(i_1, \dots, i_P)$ sont appelés les noyaux de Volterra, qui doivent donc être estimés. Par exemple, si on considère une série de Volterra d'ordre II et de mémoire L , la formulation serait la suivante [Fei-xiang et al., 2012] :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(n) \times x(n - i) + \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} h_{i,j}(n) \times x(n - i) \times x(n - j) . \quad (4.39)$$

Il est délicat cependant de réaliser une estimation aisée des noyaux de la série de Volterra et la plupart des articles se focalisent sur des cas où l'ordre et la mémoire sont assez faibles de manière à limiter le nombre de noyaux à estimer [Roy et al., 1996, Chao, 2002]. On pourrait utiliser une stratégie de gradient classique tel que développée dans les parties précédentes en utilisant une référence composée des différents produits associés aux noyaux utilisés. Cependant, dans le contexte de l'identification des paramètres associés au LNA, trois problématiques entrent en jeu :

- **La complexité de mise en oeuvre** : le nombre de noyaux à estimer augmente en effet de manière très importante avec l'ordre et l'effet mémoire. Le nombre de

noyaux totaux M suit en effet la logique suivante [Yao et al., 1992] :

$$M = \sum_{i=1}^P M_i \quad (4.40)$$

avec P l'ordre de la série de Volterra tronquée et M_i le nombre de noyaux pour la $i^{\text{ème}}$ non-linéarité, avec $M_1 = L$, $M_2 = \frac{L(L+1)}{2}$ et

$$M_i = \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^{l_1} \cdots \sum_{l_{i-2}=1}^{l_{i-3}-1} \frac{m_{i-2}(m_{i-2} + 1)}{2} . \quad (4.41)$$

Ainsi, le nombre de noyaux à estimer est souvent important, ce qui rend malaisé une architecture qui puisse être implémentée et qui en particulier vérifie les critères que l'on a énoncé dans la partie 2.1.2.

- **Le mauvais conditionnement** : du fait du nombre important de noyaux à estimer, une stratégie de gradient classique n'est par exemple pas adaptée puisque celle-ci souffre d'un très mauvais conditionnement [Griffith and Arce, 1997], impliquant que, pour avoir une bonne performance asymptotique on soit obligé d'avoir une valeur de pas qui soit faible, entraînant un long régime transitionnel².
- Par ailleurs, du fait de la nature exhaustive du modèle proposé dans (4.37), certains noyaux de la série de Volterra seront en pratique nuls, ce qui implique que la série considérée est **parcimonieuse**. Ainsi certains étages du processus d'estimation ne seront pas utiles en l'état mais amplifieront l'erreur d'estimation finale dans le cadre d'une stratégie d'estimation via LMS.

Pour ces différentes raisons, une simple généralisation de la méthode LMS à l'estimation de l'ensemble des noyaux de la série de Volterra dans le cadre d'un LNA avec effet mémoire n'est pas adaptée. Si l'on ne peut appliquer la méthode qu'à un cas très restreint de noyaux, il est nécessaire de passer par des méthodes dédiées généralement basées sur la projection des noyaux sur une base orthogonale [Syed and Mathews, 1992, Kekatos et al., 2009]. En conséquence, l'hypothèse de LNA sans mémoire est nécessaire pour obtenir des structures peu complexes et revient à négliger les noyaux des produits croisés. Il est délicat d'envisager une structure temps réel qui exploite l'effet mémoire, ou alors via une analyse initiale des noyaux d'intérêt à estimer de manière à limiter le nombre de degrés de liberté dans l'étage d'estimation.

4.4.2.3 Influence de la composante continue

La pollution du Tx Leakage, par l'intermédiaire de la non-linéarité qui vient polluer le signal utile, contribue également à l'ajout d'une forte composante continue, puisque le signal $s_{TxL}(n; \delta)$ est un signal dont la composante continue constitue la moitié de la puissance totale. Or, comme expliqué dans l'annexe E.1.1, la composante continue est une problématique majeure dans les récepteurs à conversion directe (même en absence de Tx Leakage), du fait surtout de son niveau de puissance très important (plusieurs dizaines de dB au dessus du signal d'intérêt). Du fait de la nature et du niveau de cette interférence, un algorithme de compensation dédié doit être utilisé (un exemple de structure rapide est

2. et que l'ajout de la surcouche MUFF ne suffit pas à accélérer suffisamment l'algorithme, au vu de la valeur minimale de pas attendue dans le régime asymptotique.

présenté dans l'annexe E.3) et cet algorithme est le premier de la chaîne.

Ainsi, la structure de compensation du Tx Leakage est en aval de la structure de compensation de la composante continue, ce qui implique que le signal polluant à supprimer est centré. En conséquence, il est souvent nécessaire dans l'étape de génération de la référence de générer une référence centrée, en supprimant la composante continue induite par la non-linéarité. Les résultats présentés, et en particulier les performances asymptotiques théoriques, sont alors identiques (en remplaçant la puissance de la référence P_u par sa variance, celle-ci étant dorénavant centrée).

4.4.3 Perspectives de travail

Dans ce chapitre, on s'est appuyé sur un modèle bande de base de la pollution du Tx Leakage, qui a conduit à l'établissement d'une stratégie de compensation basée sur l'estimation du gain complexe et du retard fractionnaire en supposant que la pollution est plate en fréquence, ou tout du moins, plate après l'étape de génération de la référence qui pilote la structure de compensation. De fait, il y a plusieurs hypothèses fortes autour du modèle, qui nécessitent au moins une prise de recul par rapport à celles-ci et notamment une discussion autour du non-respect des hypothèses fondatrices, ce qui a été fait dans la partie précédente. On a par ailleurs vu l'impact du modèle bande de base sur la structure de compensation et le problème engendré par l'utilisation de modèles génériques qui conduisent à des structures de compensations trop complexes pour être implémentées dans des solutions temps réels.

En conséquence, de nombreux travaux peuvent être réalisés autour de la pollution du Tx leakage et pourraient s'articuler sur trois axes :

- La construction d'un modèle bande de base complet associé à un composant et une architecture donnée. En effet, l'hypothèse de canal du duplexeur plat en fréquence revient en réalité à supposer que la réponse impulsionnelle du duplexeur est comprimée dans le temps, ce qui revient à approcher cette réponse temporelle par un dirac. On a pu voir que cette hypothèse pouvait correspondre à un profil typique de fréquence, mais il pourrait être intéressant de réaliser une étude complète d'un composant qui puisse conduire à un modèle très réaliste de la réponse impulsionnelle de celui-ci, pouvant être considéré comme une réalité terrain. Les différentes méthodes pourraient alors être comparées et on pourrait voir ce que l'on gagne à approcher la réponse impulsionnelle en dirac. On pourrait par ailleurs étudier l'effet mémoire d'une chaîne spécifique, pour en déduire une méthode basée sur les noyaux non nuls de la série de Volterra associée au système. Il faut toutefois garder à l'esprit que cette réalité terrain serait associée au composant et à la chaîne et ne pourrait être vue comme une vérité générale inhérente à tout système RF.
- Dans ce chapitre, on a supposé que l'on générerait une référence image du coefficient de pollution qui prenne en compte l'impact de la chaîne de réception et en particulier l'impact des filtres passe-bas situés après l'étage de démodulation. Il pourrait être intéressant de réaliser une étude pratique de la manière dont le filtre équivalent (dans l'étage de génération numérique) peut être obtenu.
- Certains standards de communication dans le contexte FDD tendraient à utiliser la même bande de fréquence pour la transmission et la réception, en utilisant par exemple des antennes intelligentes pour limiter au maximum la recombinaison du chemin de transmission dans le chemin de réception [Chan et al., 2006, Knox, 2012].

Il pourrait être intéressant d'utiliser des compensations numériques pour améliorer les performances en utilisant la connaissance des échantillons de transmission, en utilisant des structures très analogues à celle présentée, en changeant l'expression de la référence, de manière à ce qu'elle coïncide avec le terme polluant (aux degrés de libertés estimés via l'algorithme près).

- On s'est focalisé ici sur une pollution de l'étage de transmission sur l'étage de réception dans le contexte FDD, c'est-à-dire avec un signal à priori de même forme qui fuit par l'intermédiaire d'un composant spécifique (ici le duplexeur). On pourrait généraliser au cas d'une pollution d'un étage de transmission sur un étage de réception dans un système multi-standard, c'est-à-dire avec deux standards différents sur deux circuits différents, avec une fuite qui n'a pas lieu au niveau du duplexeur, mais par réception directe avec deux antennes physiquement proches (en supposant tout de même la possibilité de générer une référence dans un étage de traitement numérique commun aux différents standards).

Ces différentes pistes sont donc ouvertes mais nécessitent le plus souvent un passage à une architecture réelle. On propose d'ailleurs dans le chapitre suivant une étude préliminaire du Tx Leakage sur une architecture de radio logicielle. On montre alors que sur la radio logicielle en question, le modèle diffère du modèle de pollution proposé dans ce chapitre (présence d'un terme de pollution supplémentaire), mais que l'on est capable, par l'intermédiaire de nos structures généralistes, de créer rapidement une structure dédiée qui puisse répondre à une architecture matérielle spécifique.

4.5 Conclusion

Le Tx Leakage est une pollution spécifique qui apparaît dans les émetteurs-récepteurs RF, dans le contexte FDD où la transmission et la réception se font simultanément sur deux bandes de fréquences disjointes. Du fait d'imperfections matérielles, notamment de la non-linéarité des composants analogiques dédiées à l'amplification, une image du terme de transmission vient polluer le signal de réception. Dans le domaine des transmissions mobiles, cette pollution est particulièrement préjudiciable dans le contexte où le mobile est loin de la station de base, puisque la puissance du signal reçu est faible et la puissance du signal à transmettre est importante.

On a établi dans ce chapitre le modèle bande de base en supposant un canal équivalent plat, dont l'évolution temporelle est modélisée par un processus auto-régressif d'ordre 1 et un retard (dû aux blocs numériques et analogiques) constitué notamment d'une partie fractionnaire. Ces deux aspects ne sont pas traités dans la littérature et le chapitre montre qu'ils ont pourtant un impact non négligeable sur les performances de l'algorithme.

On a d'abord calculé les performances d'un estimateur du gain variable, basé sur une approche LMS pilotée par une référence, image du signal polluant et interpolée du retard fractionnaire alors supposé connu. On a montré que les performances dépendent de la statistique du modèle auto-régressif du canal, et l'existence d'un point de fonctionnement optimal. Les résultats sont analogues à ceux décrits dans le chapitre 3, avec pour différence l'intégration des modèles spécifiques au Tx Leakage.

Dans un second temps, on a calculé les performances en présence d'un retard fractionnaire non compensé et montré qu'en pratique la présence de retard entraîne une perte de performance sévère et non tolérable pour la structure de compensation. Puisque ce retard fractionnaire est en pratique inconnu, on a développé dans la dernière partie un estimateur conjoint du retard fractionnaire et du gain complexe dont la structure, récursive et en ligne avec une faible complexité est adaptée à une implémentation matérielle.

On a enfin pu valider cette méthode sur des signaux de communication numériques usuels, en terme de mesure de taux d'erreur. Par ailleurs, le modèle de compensation proposé étant fortement lié aux hypothèses initiales sur le modèle de pollution, on a discuté dans les perspectives de l'impact du non respect de ces dernières sur la structure de compensation. On a pu ainsi mettre en évidence le relâchement de la contrainte associée à l'hypothèse de canal plat ainsi que les limites algorithmiques associées à la prise en compte de l'effet mémoire.

Chapitre 5

Validation en contexte réel

Sommaire

5.1	Test sur une puce ST-Ericsson	130
5.2	Test sur une plateforme de Radio Logicielle	133
5.2.1	Radio Logicielle et Plateforme RIESCO	133
5.2.1.1	Principe	133
5.2.1.2	Description de l'environnement matériel	133
5.2.1.3	Description de l'environnement logiciel	134
5.2.1.4	Synoptique de l'expérimentation	135
5.2.1.5	Calibration et traitements initiaux	136
5.2.2	Traitement des spurs	138
5.2.2.1	Principe et visualisation	139
5.2.2.2	Estimation du décalage de fréquence	140
5.2.2.3	Spur sur fréquence porteuse (Configuration 1)	142
5.2.2.4	Spur entre fréquences porteuses (Configuration 2)	142
5.2.3	Mise en évidence du Tx Leakage	144
5.3	Conclusion du Chapitre	145

Dans les chapitres 3 et 4, on a analysé deux exemples d'auto-interférences présents dans les terminaux RF : les spurs, dues à une fuite des horloges dans le signal utile et le Tx Leakage dû à la conjonction de fuites et de non-linéarités dans le chemin de réception.

L'analyse a pu montrer l'importance du modèle numérique bande de base associé à la pollution d'origine analogique (et notamment la prise en compte des imperfections de ce modèle) et des structures de compensation ont été décrites, montrant le lien entre fonctionnement de l'algorithme (présence d'un pas optimal de fonctionnement, nécessité de limiter le régime transitionnel de l'algorithme ...) et modèle initial. L'étude de ces algorithmes est finalement générique, les courbes de performances pouvant être vues comme des abaques paramétrées par les statistiques des modèles de pollution.

L'objectif de ce chapitre est de conclure cette étude par l'implémentation de ces algorithmes dans des solutions temps réel. Ce chapitre est donc découpé en deux parties : dans un premier temps, on étudiera le fonctionnement de ces algorithmes sur une architecture de type SoC et, dans un second temps, on étudiera les pollutions et les structures de compensation sur une architecture de radio logicielle, dont on expliquera brièvement les caractéristiques et l'intérêt.

L'objectif est donc double : montrer que les pollutions présentées dans les chapitres précédents sont bien effectives sur ces terminaux dont les architectures sont radicalement différentes et montrer que les stratégies de compensations sont fonctionnelles, c'est-à-dire qu'elles convergent et qu'elles permettent une récupération *a priori*, totale ou partielle, du signal d'intérêt. Il ne s'agit pas ici d'une étude exhaustive de l'implémentation des méthodes, qui nécessiterait des investigations complémentaires, au niveau du cahier des charges fixé en performances ainsi qu'au niveau des propriétés embarquées des algorithmes (dimensionnement en virgule fixe), mais plutôt une preuve de concept destinée à conclure l'étude préalablement menée dans ces travaux de doctorat.

5.1 Test sur une puce ST-Ericsson

L'étude des modèles et des stratégies de compensation de la pollution des spurs, détaillée dans le chapitre 3, a pu être réalisée sur une puce NORA de ST-Ericsson. Cette étude avait pour but de montrer l'existence de spurs naturelles et de valider les méthodes de compensation. Du fait de la situation de ST-Ericsson (transfert des activités vers ST-Microelectronics et arrêt des activités liées au cellulaire), le temps alloué à l'expérimentation a été limité et il n'a pas été possible d'implémenter directement nos algorithmes. Une acquisition des signaux a été réalisée de manière à pouvoir importer les données et tester les méthodes en post-processing. Le détail du synoptique de l'expérimentation est présenté dans l'annexe D.

On considère pour l'expérimentation la configuration présentée dans le tableau 5.1. Cette configuration correspond à un signal reçu dans la bande VIII du LTE et on se place à un niveau de puissance faible.

Standard de mise en forme	LTE - 20 MHz
Modulation des symboles	QPSK
Fréquence porteuse de Réception	935 MHz
Puissance du signal reçu	-94 dBm

TABLEAU 5.1 – Paramètre de l'expérimentation réalisée sur les puces NORA de ST-Ericsson.

L'horloge de fonctionnement de la puce est à 26 MHz, impliquant la présence de spurs à tous les multiples de ce fondamental. Cela signifie dans notre cas que l'on aura une seule spur polluante, puisque la largeur maximale de bande du LTE est de 20 MHz. En particulier, l'harmonique 36 de l'horloge, située à 936 MHz, peut venir polluer le signal d'intérêt comme explicité dans la partie 1.2.2.1. Elle sera alors située à 1 MHz après la démodulation et le filtrage de réception.

On observe le spectre du signal de réception sur la figure 5.1. On remarque bien l'apparition d'une spur, dont le niveau est loin d'être négligeable et dont la fréquence bande de base coïncide avec le multiple du fondamental de l'horloge de fonctionnement. On visualise par ailleurs la présence d'une composante continue (ou DC Offset), équivalente à une spur en 0. Cette composante est présente malgré l'utilisation d'un algorithme de

compensation de DC Offset, parce que la compensation (non adaptative sur la version de la puce) est incomplète laissant un niveau résiduel non négligeable. La problématique de la présence de la composante continue est centrale dans les récepteurs à conversion directe et souvent une simple stratégie d'estimation et de suppression à l'ordre 1 (filtre passe haut de fréquence de coupure faible) ne suffit pas car cette composante a un niveau trop important. En conséquence, des solutions adaptées à cette pollution sont souvent mises en place et l'annexe E présente un modèle de pollution ainsi qu'une structure de compensation rapide adaptée à cette problématique.

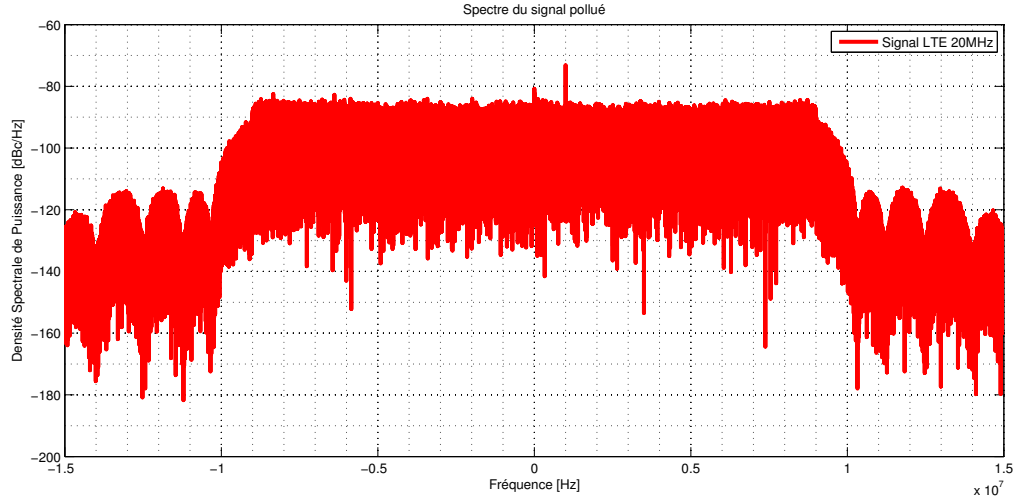


FIGURE 5.1 – Spectre LTE issue de la puce NORA et suivant la configuration présentée dans D.

On peut utiliser en cascade l'architecture de compensation de la composante continue, et le supprimeur de spur, afin de valider le comportement des méthodes. On ne peut cependant mesurer les performances en terme de RSBI ou de taux d'erreur puisque l'on ne dispose pas des échantillons de référence utilisés dans la transmission. En substance, le contexte de cette expérimentation est bien celui d'un traitement multi-standard aveugle puisque l'on traite des échantillons bande de base sans s'appuyer sur le modèle de modulation. L'objectif est d'abord de montrer que l'existence et le positionnement fréquentiel de la spur est bien prédictible puis de contrôler le bon fonctionnement en convergence des méthodes que l'on a décrites.

On observe sur la figure 5.2 l'évolution de la phase de convergence du coefficient complexe $w(n)$ défini dans l'algorithme de compensation des spurs. On observe son évolution dans le cadre d'un algorithme avec un pas constant [défini dans la partie 3.2.2 dans les équations (3.12)-(3.14)] ainsi que l'évolution de $w(n)$ lorsqu'est utilisé la surcouche adaptative définie dans la partie 3.2.5.2 dans le système (3.44). On remarque la convergence du système ainsi que l'intérêt de la surcouche adaptative qui accélère la convergence et limite le régime transitionnel. Par ailleurs, on remarque que le coefficient $w(n)$ ne présente pas d'oscillations, ce qui implique que le décalage de fréquence est négligeable. En effet, dans le cas de la puce NORA de ST-Ericsson, les horloges (responsables des fuites) pilotent également les oscillateurs servant à démoduler, ce qui implique qu'il n'y a pas de décalage. La lente dérive temporelle du coefficient $w(n)$ est par ailleurs la preuve de l'influence du bruit de phase dont l'impact est cependant également faible sur le comportement de l'algorithme.

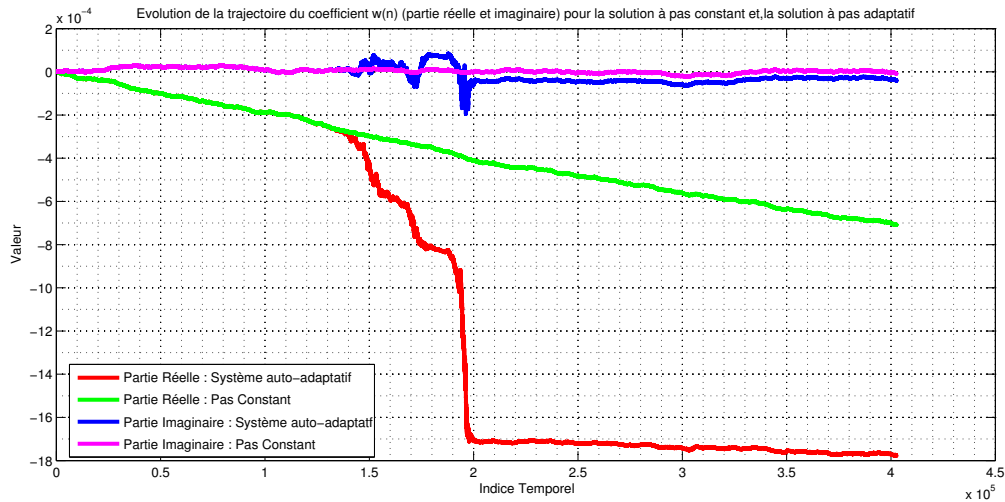


FIGURE 5.2 – Evolution temporelle du coefficient $w(n)$ de l'algorithme de suppression de spur dans le cas de l'utilisation de la solution à pas constant et de la solution à pas adaptatif;

On peut observer sur la figure 5.3 le spectre du signal en sortie de la compensation de la composante continue (suivant la méthode décrite dans la partie E.3) et de la compensation de la spur. On observe donc bien la réjection des deux composantes polluantes.

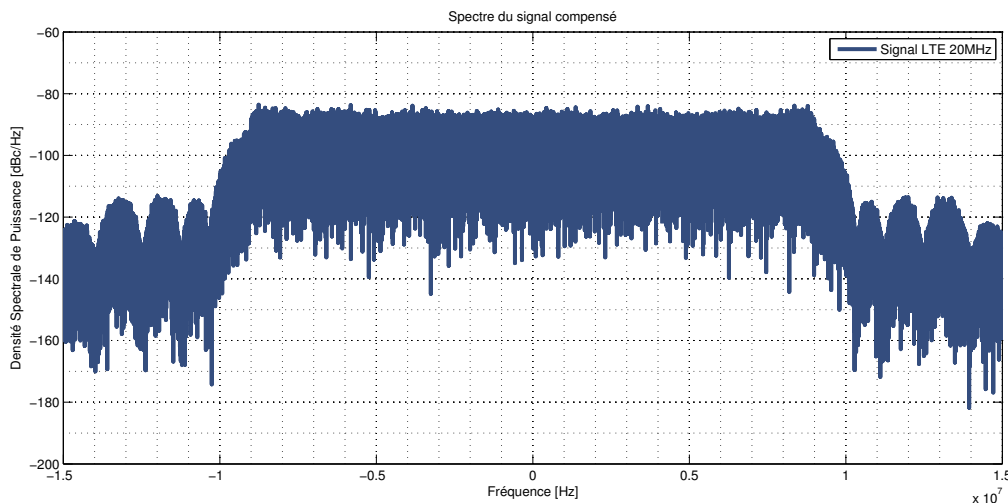


FIGURE 5.3 – Spectre du signal LTE 20MHz, après compensation de la composante continue résiduelle et de la spur polluante à 1MHz.

En conclusion, l'expérimentation sur la puce NORA de ST Ericsson a permis de mettre en évidence la présence des spurs polluantes dans un contexte réaliste (celui d'une transmission dans la bande VIII du LTE). Elle permet la validation du modèle de pollution ainsi que du comportement de l'algorithme (et notamment de l'ajout de la surcouche adaptative MUFF) dans le cas des spurs.

5.2 Test sur une plateforme de Radio Logicielle

Une seconde étape de validation des modèles et des stratégies de compensation, plus complète, a pu être mise en place sur une architecture de radio logicielle. Cette plateforme, RIESCO (pour Radio logIcielle pour l'Evaluation des Systèmes COmplexe) intégrée au Gipsa-Lab, est constituée de plusieurs émetteurs-récepteurs Universal Software Radio Peripheral (USRP) N210 et permet par une étape de configuration d'effectuer des tests équivalents à une implémentation matérielle.

5.2.1 Radio Logicielle et Plateforme RIESCO

5.2.1.1 Principe

Radio Logicielle : ou en anglais *Software Defined Radio* (SDR) est un récepteur (et éventuellement émetteur) réalisé et configuré principalement par le logiciel et dans une moindre mesure par le matériel. Elle est donc composée d'un faible nombre de composants analogiques (typiquement uniquement de filtres de sélections et d'un convertisseur analogique-numérique) et de plusieurs étages de traitement numériques.

La configurabilité de la radio logicielle est donc son principal atout : elle permet d'avoir une structure évolutive ouvrant des perspectives d'études et d'implémentations dans des contextes applicatifs très divers, qui va du système radio classique en liaison point à point à des réseaux de capteurs distribués. Par ailleurs, il est possible d'émuler différents standards de communication (transmission à étalement de spectres WCDMA, transmission sur porteuses orthogonales OFDM, ...) en utilisant uniquement une surcouche logicielle.

Enfin, si une radio logicielle est principalement numérique, elle dispose quand même d'une partie analogique ainsi que des éléments qui permettent de démoduler, cadencer et gérer le système (horloges, oscillateurs, bus de communications, ...). En d'autres termes, on retrouve un environnement finalement très voisin de celui présenté dans le chapitre 1, et en particulier sur la figure 1.1 (même si la taille du système est beaucoup moins compacte ou intégrée que pour le cas d'un terminal multi-standard sur puce).

Ainsi donc, une radio logicielle est potentiellement soumise aux mêmes contraintes d'auto-interférences, avec les mêmes conséquences sur le décodage du signal. On se propose donc d'étudier les interférences induites par la radio. Par ailleurs, du fait du haut degré de configurabilité d'une radio logicielle, on sera amené à pouvoir analyser plus finement le comportement de nos algorithmes ainsi que les conséquences sur les performances du décodage (constellations, ...).

5.2.1.2 Description de l'environnement matériel

Les radios logicielles utilisées sont des USRP N210 couplés à un front-End WBX, développés par Ettus Research. Ces radios permettent la réception et l'émission simultanée (contexte FDD) de données mises en forme selon un standard défini dans l'étape de configuration. La configuration de la radio se fait en deux étapes :

- Configuration des éléments **analogiques** : fréquence de démodulation, gain associé à l'amplificateur faible bruit et temps symbole de l'étage de réception. Il est possible également d'asservir l'horloge dédiée à la démodulation.
- Configuration de la chaîne **numérique** : celle-ci se fait entièrement sur ordinateur, par l'intermédiaire de divers logiciels (Matlab, Labview ou GnuRadio). On reviendra sur ce point dans la partie 5.2.1.3.

Le synoptique de la chaîne est présenté sur la figure 5.4.

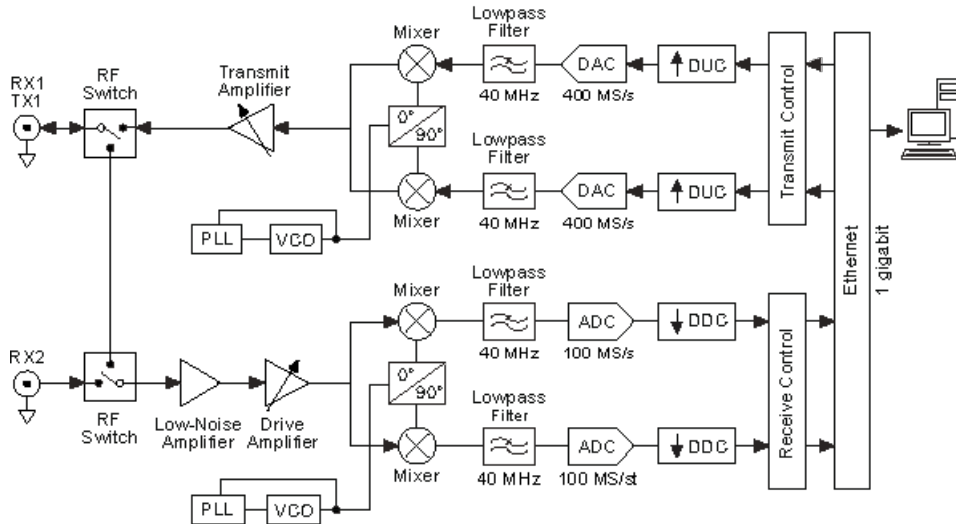


FIGURE 5.4 – Synoptique de l'étage de transmission et de l'étage de réception d'un USRP N210 [source Ettus Research]

Les USRPs sont donc reliés à un ordinateur par l'intermédiaire d'une liaison Gigabit-Ethernet après avoir fait le minimum de traitements analogiques (amplification, démodulation, filtrage et numérisation). En entrée du périphérique du calcul (dans le cadre de la plateforme du Gipsa-lab, il s'agit de PCs sous Xubuntu), on dispose donc d'échantillons complexes bandes de base, échantillonnés à la fréquence stipulée dans l'étape de configuration analogique et desquels on peut appliquer des traitements par l'intermédiaire de la solution logicielle précédemment choisie. Par analogie avec la structure présentée dans le chapitre 1, le point d'entrée des traitements réalisés correspond à l'entrée de la partie numérique précisément là où l'on se place pour effectuer nos compensations.

5.2.1.3 Description de l'environnement logiciel

Dans un second temps, il faut configurer l'étage de réception numérique, c'est-à-dire les traitements effectués qui permettent le décodage. Comme précisé dans la partie 5.2.1.2, plusieurs solutions logicielles peuvent être adoptées pour cette configuration. Dans notre cas on utilise la solution GnuRadio, qui est un logiciel sous licence GNU qui permet le pilotage et la configuration d'un USRP N210 ainsi que GnuRadio Companion, qui est l'interface graphique associée. La configuration de la chaîne se fait en langage C++ ou Python. Un exemple de chaîne (ici une chaîne OFDM de réception) est présentée sur la figure 5.5.

Ainsi, la configuration logicielle réside dans l'utilisation de blocs existants ou dans la

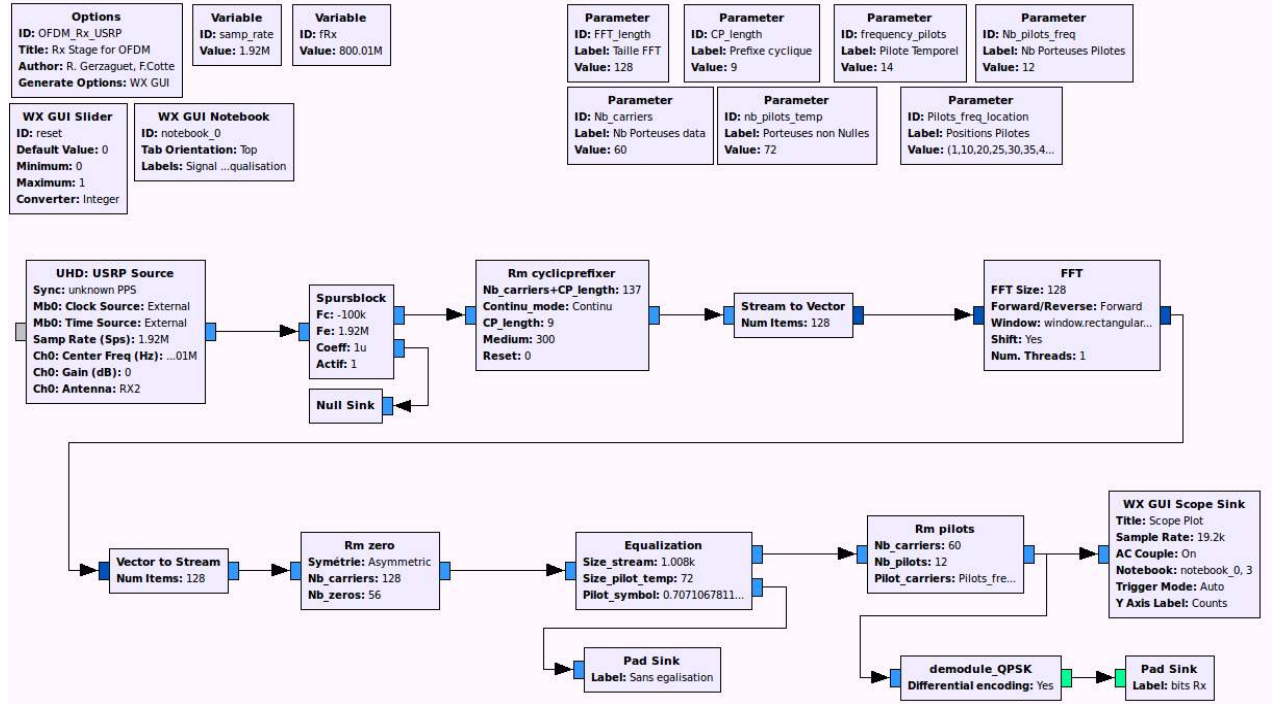


FIGURE 5.5 – Interface GnuRadio Companion permettant la configuration de la radio logicielle, ici permettant la réception et le décodage d'un signal OFDM.

création de blocs manquants dédiés à une tâche précise. Dans le contexte des communications numériques, de nombreux blocs existent mais il peut être avantageux de construire une solution totalement adaptée au paradigme dans lequel on s'inscrit puisque c'est dans ce cas que réside tout l'avantage d'une radio logicielle.

5.2.1.4 Synthétique de l'expérimentation

Dans le contexte du doctorat, des blocs associés à la modulation QPSK et OFDM ont été réalisés, ce qui permet de contrôler l'encodage, le décodage ainsi que le comportement des algorithmes temps réels en présence [Cotte, 2014]. On est de plus en mesure de calculer un taux d'erreur binaire entre la séquence transmise et la séquence reçue.

On considère un système avec 2 USRPs, dénommés USRP1 et USRP2

- USRP2 ne fait que transmettre un signal, à la fréquence porteuse f_{Rx} . Son rôle correspond à celui de la station de base.
- USRP1 correspond à notre système d'intérêt. On se place dans le contexte FDD et on transmet avec USRP1 un signal à la porteuse f_{Tx} . Par ailleurs, on reçoit et on décode le signal envoyé par USRP2. Il s'agit du récepteur décrit dans le chapitre 1.

Le synoptique est décrit sur la figure 5.6. Il est à noter que le signal transmis par USRP1 n'est pas décodé puisque USRP2 ne sert ici qu'au système d'émission et que la symétrie du lien n'est pas nécessaire à l'étude complète du système. Le signal d'intérêt tel que défini dans les chapitres précédents correspond donc au signal transmis par USRP2. Pour les besoins de l'expérimentation, on supposera que les échantillons transmis par USRP2 sont connus.

Par ailleurs, de manière à éviter les problèmes de synchronisation inhérents aux systèmes RF, on asservit les deux horloges utilisées pour réaliser la démodulation analogique. On utilise le même générateur d'horloge qui permet de générer un même signal pour démoduler et pour cadencer les deux USRPs ce qui permet d'éviter, entre autres, les problématiques liées aux erreurs fréquentielles et aux erreurs de timing en réception (pas de décalage entre le F_{Rx} de USRP1 et F_{Rx} de USRP2 et pas de décalage entre les deux temps élémentaires). Cette synchronisation forcée n'impacte pas nos méthodes de compensation des auto-interférences mais permet de garantir un bon décodage des données sans introduire un degré de liberté supplémentaire associé à l'impact de la synchronisation dans le processus de décodage.

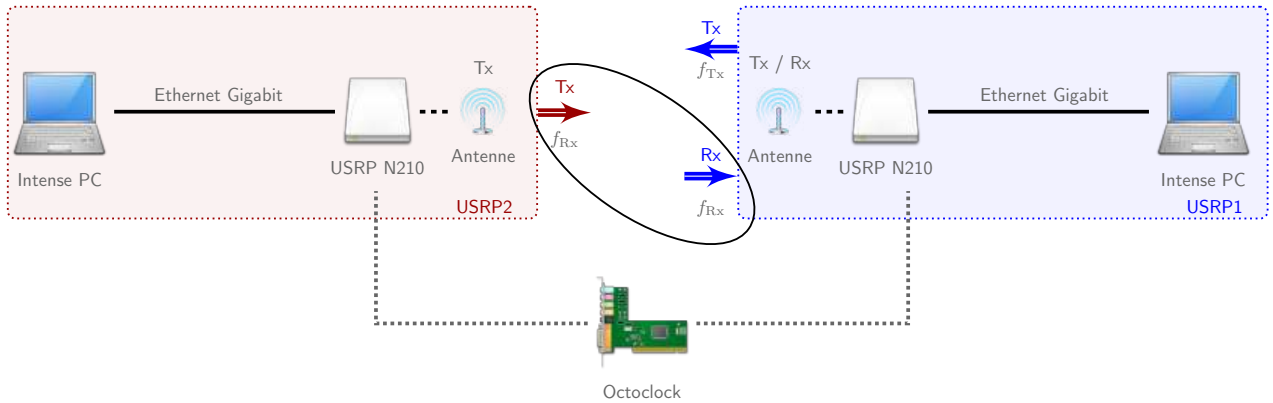


FIGURE 5.6 – Synoptique de l'expérience réalisée à l'aide de 2 radios USRP N210. On représente en noir le lien d'émission réception d'intérêt.

5.2.1.5 Calibration et traitements initiaux

Au cours de ce manuscrit ont été principalement développés des modèles et des stratégies de compensation dédiés à l'annulation des spurs ainsi que du Tx leakage. Cependant, le signal reçu dans le récepteur RF peut également être pollué par d'autres interférences auto-générées, comme précisé dans la partie 1.2.1. En particulier, dans la partie 5.1, on a pu visualiser le résidu de la présence de la composante continue (DC Offset) dont le modèle et une stratégie de compensation dédiée sont décrits dans l'annexe E.

L'architecture de radio logicielle est par essence composée de très peu de traitements analogiques et numériques initiaux, puisque l'ensemble de la chaîne est dicté et paramétré par l'utilisateur. Il y a cependant dans les composants USRP deux étapes de calibrations qui sont réalisées de manière numérique afin d'augmenter la qualité du signal de réception.

- Une étape de calibration (et donc de suppression) de la composante continue, dont la présence est ici due à l'architecture en conversion directe (l'apparition de la composante est expliquée dans l'annexe E.1.1).
- Une étape de calibration du désappariement phase/quadrature, dénommé dans la littérature sous le terme *IQ Mismatch* ou *IQ Imbalance*. Cette auto-interférence est due à l'imperfection de l'étape de démodulation à conversion directe. En effet, l'étape de démodulation nécessite d'avoir une orthogonalité parfaite entre le signal qui sert à démoduler la voie en phase et celui qui sert à démoduler la voie en quadrature, ce

qui est difficile à garantir en pratique. En conséquence, les voies initiales en phase et en quadrature sont amenées à se mélanger, dégradant de facto les performances de la chaîne. Le modèle numérique associé à cette pollution est présenté dans l'annexe F.

Si on supprime l'étape de calibration automatique, on peut alors visualiser l'impact du DC-Offset en observant le spectre d'un signal de réception, ici un signal OFDM, sur la figure 5.7. On remarque la forte puissance de celle-ci relativement au niveau de puissance du signal utile, validant la nécessité d'avoir un traitement dédié, rapide et performant. En conséquence, le premier bloc de la chaîne de réception que l'on utilise est la stratégie de compensation de la composante continue présentée dans l'annexe E.3.

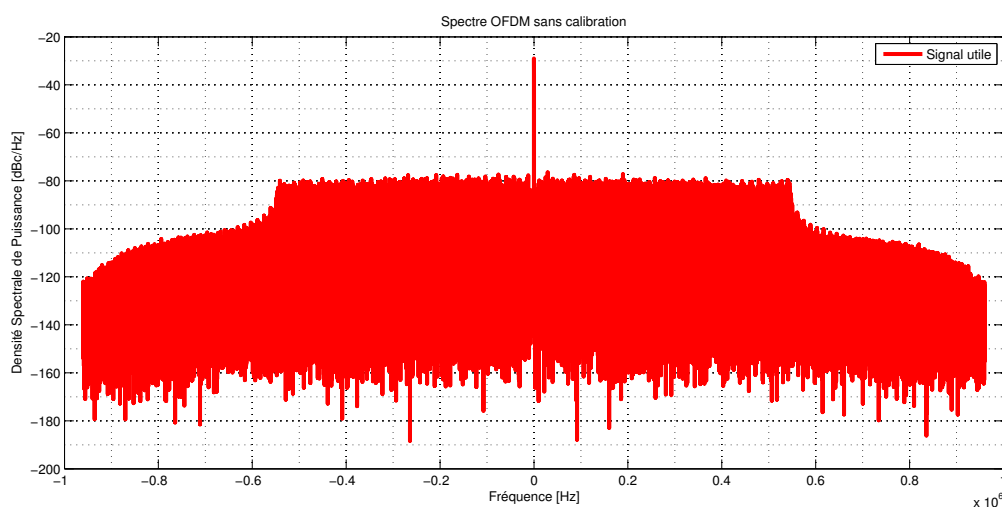


FIGURE 5.7 – Visualisation d'un spectre OFDM en absence de compensation numérique du DC Offset (composante continue)

En transmettant un signal OFDM constitué de porteuses en QPSK, dans un contexte favorable en terme de RSB de réception, on s'attend à récupérer après décodage des constellations légèrement dispersées (du fait de l'impact du bruit) mais autour des points théoriques transmis. On observe sur la figure 5.8 (à gauche) une constellation décodée en absence de compensation du désappariement phase-quadrature et on observe, outre l'impact du bruit, que les constellations subissent une distorsion issue de l'impact de cette interférence. Si dans le cadre de cette expérimentation, l'interférence ne génère pas de séquence d'erreurs, on devine aisément que l'impact de l'interférence ne peut être négligé dans le cas de transmission à RSB plus faible ou à indice de modulation plus élevé.

On implémente donc une stratégie de compensation de l'IQ Mismatch, basée sur une stratégie de séparation de sources auto-adaptative, dont la structure est détaillée dans la partie F.3.2. La constellation alors obtenue est présentée sur la figure 5.8 (à droite).

Enfin, on a précisé dans le chapitre 2 que les algorithmes que l'on implémente se doivent d'être capables de réagir à une reconfiguration des paramètres de pollution, notamment due aux variations de puissance du signal utile. On visualise sur la figure 5.9 l'évolution de l'estimation de la composante continue (estimée à l'aide de la structure présentée dans l'annexe E.3) au cours du temps, en faisant brusquement varier la puissance du signal reçu à $T = 15.5\text{ms}$. On remarque bien une variation brutale des paramètres de la composante

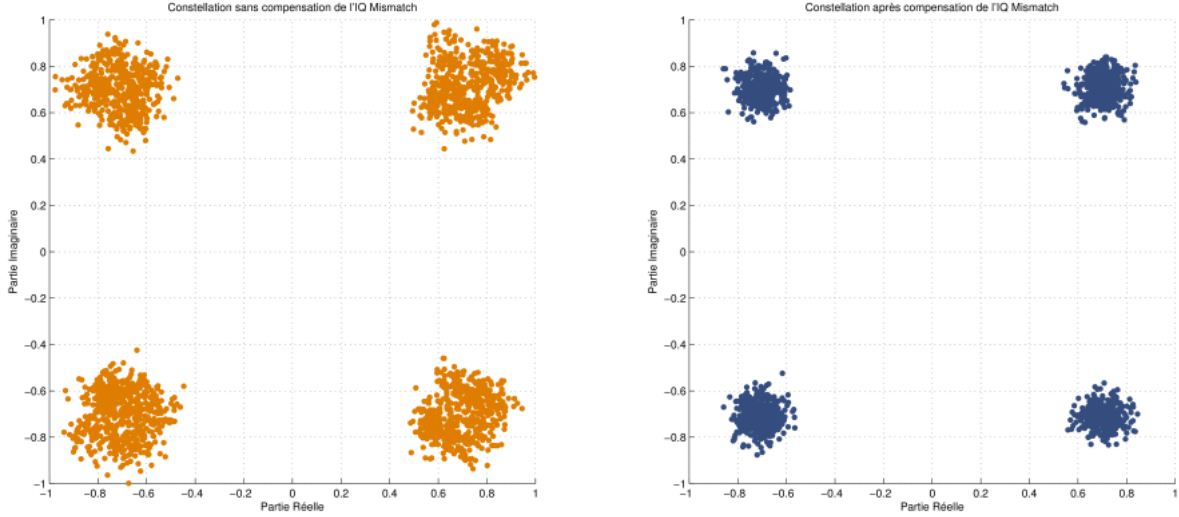


FIGURE 5.8 – Constellation QPSK issue d'un signal OFDM sans compensation du désappariement phase-quadrature (à gauche) et avec la stratégie de compensation basée sur une approche de séparation de source (à droite).

continue (ici la partie réelle et la partie imaginaire) et l'efficacité de la méthode proposée du fait de la vitesse de réaction associée à la reconfiguration.

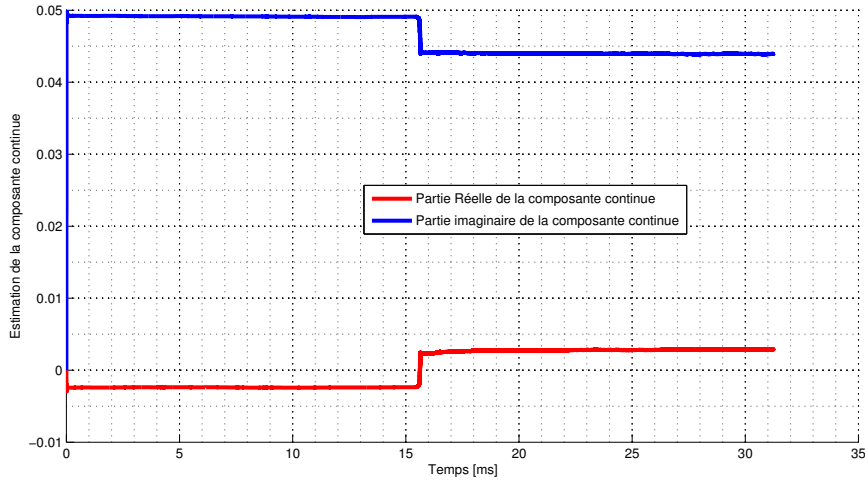


FIGURE 5.9 – Exemple de l'évolution de la composante continue (en rouge la partie réelle, et en bleue la partie imaginaire) d'un USRP en fonction du temps (estimation provenant de l'algorithme de compensation de DC) avec une modification de la puissance du signal reçu à $T = 15.5$ ms.

Dans la suite, on considérera donc que le signal reçu a été préalablement traité par les blocs de compensation numérique de la composante continue, et de compensation numérique du désappariement phase-quadrature.

5.2.2 Traitement des spurs

Dans la partie 5.1, on a montré l'existence de spurs naturelles pour le contexte d'une puce intégrée, à savoir une puce NORA de ST-Ericsson. On s'intéresse ici à la présence de

spurs naturelles dans une architecture de radio logicielle selon le système présenté dans la partie précédente.

5.2.2.1 Principe et visualisation

La radio logicielle est pilotée par une horloge maitresse dont le fonctionnement est à 100 MHz. En conséquence, on peut s'attendre à visualiser des spurs polluantes, selon le formalisme décrit dans la partie 1.2.2.1, à chacun des multiples de la fréquence de l'horloge.

Pour permettre cette visualisation, on se place à une fréquence porteuse de 800.1 MHz, ce qui implique la présence d'une spur potentielle à 800 MHz en RF donc -100 kHz après l'étage de démodulation. Du fait de la sensibilité de la modulation OFDM relative à la pollution harmonique, on se place dans le cadre de cette modulation, en suivant les paramètres LTE 1.4MHz, tel que précisé dans la table A.1 présent dans l'annexe A.3¹. On observe alors le spectre du signal reçu sur la figure 5.10. Comme pour les signaux acquis depuis une puce, on observe bien la pollution locale du spectre, à la fréquence initialement stipulée (ici -100 kHz). Par ailleurs, le niveau résiduel de la spur n'est pas négligeable, puisque celle-ci se retrouve à plus de 20 dB au dessus du plafond du signal. On observe par ailleurs plusieurs spurs hors bandes, que l'on ne compensera donc pas, mais qui montre bien l'environnement de pollution induit au sein du récepteur.

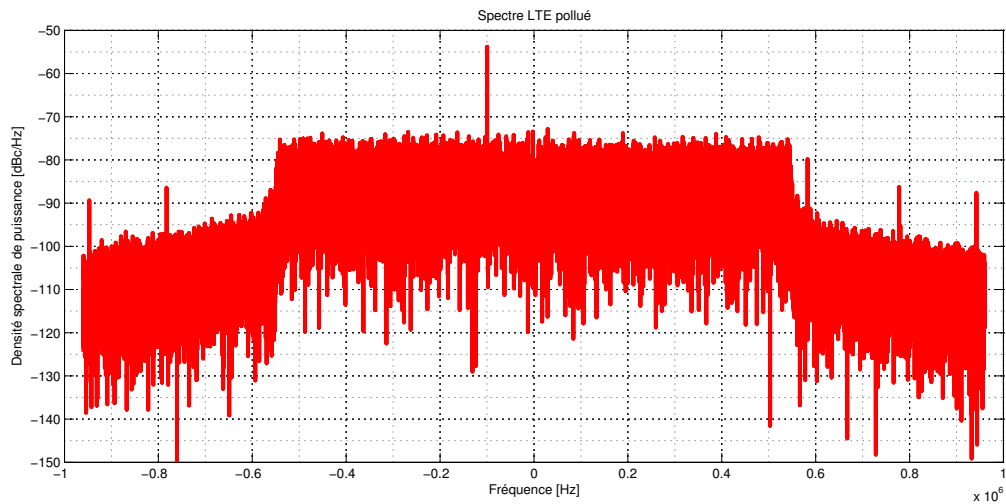


FIGURE 5.10 – Spectre d'un signal LTE provenant d'un USRP N210, après démodulation, et de fréquence porteuse initiale 801 MHz.

On peut, de la même manière que pour la puce NORA de ST-Ericsson, appliquer nos méthodes pour réaliser la compensation numérique des spurs. On pourra en revanche accéder aux échantillons décodés, puisque la séquence d'émission (et donc de réception optimale théorique) est connue, et de fait mettre en évidence dans le contexte OFDM. Outre le bon comportement transitionnel et asymptotique de l'algorithme (dans ses versions à pas constant, et auto-adaptative) déjà montré dans la partie précédente, on s'intéresse aux constellations décodées avant, et après application de l'algorithme.

1. On sera amené dans la partie 5.2.2.3 à décaler cette fréquence de 5kHz de manière à avoir une spur précisément sur une fréquence porteuse comme expliqué dans la partie 3.4.2.3

5.2.2.2 Estimation du décalage de fréquence

Dans le modèle décrit dans le chapitre 3 pour la pollution des spurs, on a inclut la présence d'un décalage de fréquence. Ce décalage est placé dans le modèle et n'est pas estimé puisque l'on suppose que celui-ci est suffisamment important pour nécessiter sa prise en compte dans l'établissement des performances asymptotiques, mais suffisamment faible pour que les performances maximales satisfassent le pré-requis en performance asymptotique. Or, dans le cadre des manipulations réalisées sur les USRP, on a pu remarquer que ce décalage de fréquence était présent, et qu'il était plus important qu'initialement escompté (le décalage de fréquence défini dans (3.2) est ici de l'ordre de 10^{-2} , ce qui est très important comparé aux précisions standards des oscillateurs qui sont plutôt de l'ordre de 1 PPM [10^{-6}] à 100 PPM [10^{-4}]). La non prise en compte de ce fort décalage de fréquence impliquerait donc ici des performances asymptotiques faibles). Pour compenser ce phénomène, on propose une méthode qui permet de faire une première estimation du décalage de fréquence. Celui-ci étant a priori constant, relativement à une fréquence porteuse donnée, on propose une structure d'estimation conjointe, qui estime conjointement le gain complexe de la spur et le décalage de fréquence à appliquer à celle-ci pour améliorer les performances. La structure est présentée sur la figure 5.11. Le principe est, à partir de la référence initiale $u(n)$, de générer une référence corrigée $u_c(n)$ dont la pulsation prend en compte le décalage de fréquence estimé. Pour ce faire, on génère un coefficient de correction $\beta(n)$ qui applique à la référence l'impact du décalage de fréquence estimé $\hat{\delta}_\omega(n)$.

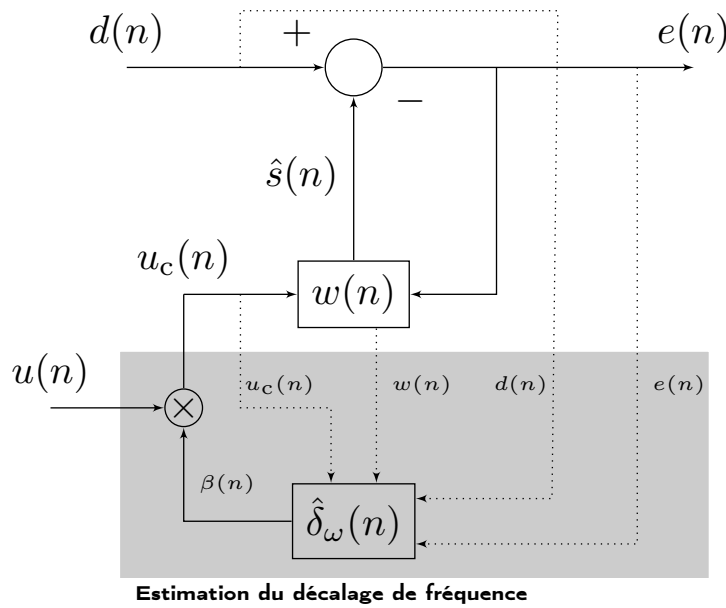


FIGURE 5.11 – Structure d'estimation conjointe du gain complexe et du décalage de fréquence

La structure est donc assez voisine de celle présentée dans la partie 4.2.4 et l'algorithme d'estimation de décalage de fréquence s'obtient à partir d'un algorithme de descente de gradient en minimisant la puissance instantanée du signal de sortie $e(n)$. L'algorithme d'estimation conjointe, dont l'obtention est décrite dans l'annexe B.5, est finalement le suivant :

$$\begin{aligned}
& \text{Génération de la référence} \\
\beta(n) &= e^{j\hat{\delta}_\omega(n) \times n} \\
u_c(n) &= u(n) \times \beta(n) \\
& \text{Estimation du Gain complexe de la spur} \\
\hat{s}(n) &= w(n)u_c(n) \\
e(n) &= d(n) - \hat{s}(n) \\
w(n+1) &= w(n) + \mu u_c^*(n)e(n) \\
& \text{Estimation du Décalage de Fréquence} \\
B(n+1) &= (1 - \mu|u_c(n)|^2)B(n) + j\mu d(n)u_c^*(n) \\
\hat{\delta}_\omega(n+1) &= \hat{\delta}_\omega(n) + \eta \Re[e^*(n) [j\hat{s}(n) + u_c(n)B(n)]] ,
\end{aligned}$$

où $B(n) = \delta w / \delta \hat{\delta}_\omega$ et où η est le pas de l'algorithme d'estimation du décalage de fréquence.

L'algorithme dispose ainsi d'une granularité intéressante, puisque l'on peut envisager un système qui consiste à estimer le décalage de fréquence $\hat{\delta}_\omega(n)$ durant une phase d'acquisition puis désactiver le bloc une fois que l'on dispose d'une estimation en injectant la valeur de pulsation corrigée dans l'étage de génération de la référence. On dispose alors d'une valeur de l'estimation (constante donc) du décalage de fréquence $\hat{\delta}_\omega$, ce qui implique que les performances théoriques décrites dans la partie 3.2.3 restent valables en remplaçant la valeur du décalage de fréquence initial δ_ω par le biais introduit dans le processus d'estimation du décalage de fréquence (une fois que la valeur de l'estimation est fixée) $\delta_\omega - \hat{\delta}_\omega$.

On présente un exemple de la phase de convergence du gain complexe et du décalage de fréquence (dont l'unité est ici ramenée en Hz pour plus de lisibilité) pour un signal LTE acquis depuis un USRP comme stipulé précédemment. On remarque donc bien que ce décalage est non négligeable dans ce contexte pratique et que la stratégie d'estimation permet de limiter l'impact de l'imperfection sur les performances de l'algorithme (et donc *a fortiori* sur les performances après décodage).

De fait, au vu des paramètres utilisés, l'incertitude en PPM ici serait de l'ordre de 9000, ce qui explique que la prise en compte de l'incertitude sur la fréquence est nécessaire pour obtenir des performances acceptables.

Dans la partie 3.4.2.3, on a mis en évidence deux cas de figures (mis en évidence sur la figure 3.24) dans le cas de la pollution d'un signal OFDM.

- **Configuration 1** : la spur se situe sur une fréquence porteuse. Dans cette configuration, le TEB de pollution n'est pas trop mauvais (en particulier meilleur que dans l'autre configuration), puisqu'une seule porteuse est réellement impactée par la spur, mais le TEB après compensation n'est pas parfaitement récupéré, car le filtre vient fortement atténuer une porteuse précise.
- **Configuration 2** : la spur se situe entre deux fréquences porteuses, et dans ces cas là le TEB issu de la pollution est très mauvais car plusieurs porteuses sont affectées par la spur. Cependant, l'algorithme de compensation permet une très bonne amélioration des performances puisque l'algorithme, équivalent à un filtre, sélectionne la spur sans affecter directement une fréquence porteuse.

On se propose de vérifier ces deux cas de figure sur la plateforme de radio logicielle, en jouant sur la fréquence porteuse du signal à décoder. Dans les deux cas, on active la

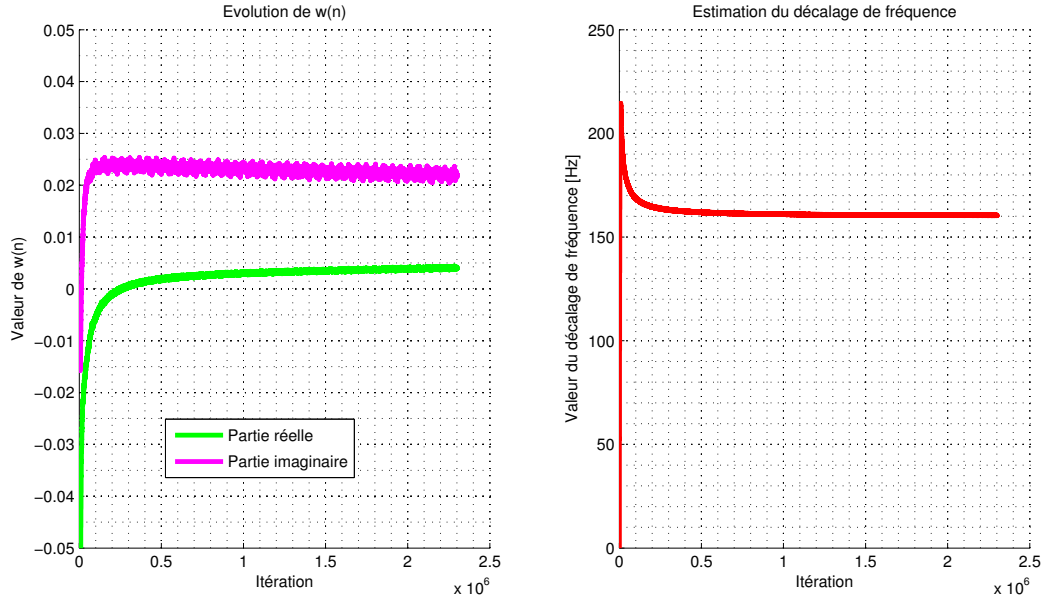


FIGURE 5.12 – Exemple de la convergence du gain complexe et du décalage de fréquence pour un signal acquis via un USRP

structure d'estimation conjointe pour réduire l'impact du décalage de fréquence.

5.2.2.3 Spur sur fréquence porteuse (Configuration 1)

Comme précisé dans l'introduction, on se place ici à une fréquence porteuse de 800.105 MHz, de manière à ce que la fréquence *a priori* de la spur coïncide avec une fréquence porteuse.

Puisque l'on s'est placé dans le cadre de la modulation OFDM, on regarde les constellations décodées au voisinage de la spur polluante et on observe le résultat sur la figure 5.13 .

On remarque donc bien qu'une seule porteuse est affectée par la spur polluante et que la compensation permet ici la récupération parfaite de la constellation.

5.2.2.4 Spur entre fréquences porteuses (Configuration 2)

On se place maintenant à une fréquence porteuse de 800.1 MHz, de manière à ce que la spur en bande de base se situe entre des fréquences porteuses du signal LTE. On observe les constellations décodées (aux porteuses voisines de la spur) sur la figure 5.14

On remarque donc que la spur est amenée à polluer plusieurs porteuses, et pollue celles qui sont à son voisinage (on a ici principalement 4 porteuses qui sont polluées, induisant la présence d'erreurs supplémentaires). Ceci signifie que l'on est bien dans la configuration 2 présentée dans la partie 3.4.2.3, avec une spur présente entre les fréquences porteuses du signal OFDM. Une fois la compensation réalisée, on est capable de recouvrer le signal sur l'ensemble de ces porteuses permettant de récupérer un taux d'erreur, dans cette configuration, nul (du fait d'un RSB initial favorable, supérieur à 18 dB.)

En conclusion, on remarque donc bien, sur l'USRP, la présence et l'impact des spurs sur la démodulation en particulier sur le standard LTE (suivant une modulation OFDM). Par ailleurs, on a rencontré la présence d'un décalage de fréquence important, ce qui nous

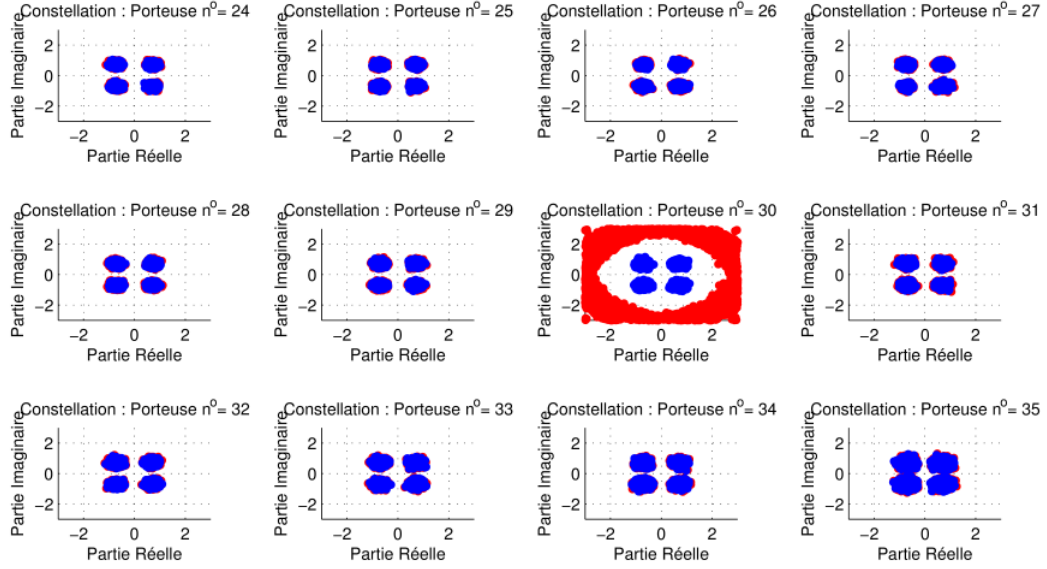


FIGURE 5.13 – Constellations des porteuses au voisinage de la spur polluante, du signal OFDM reçu avant (en rouge) et après (en bleu) application de la compensation numérique lorsque la fréquence de la spur coïncide avec une fréquence porteuse (configuration 1).

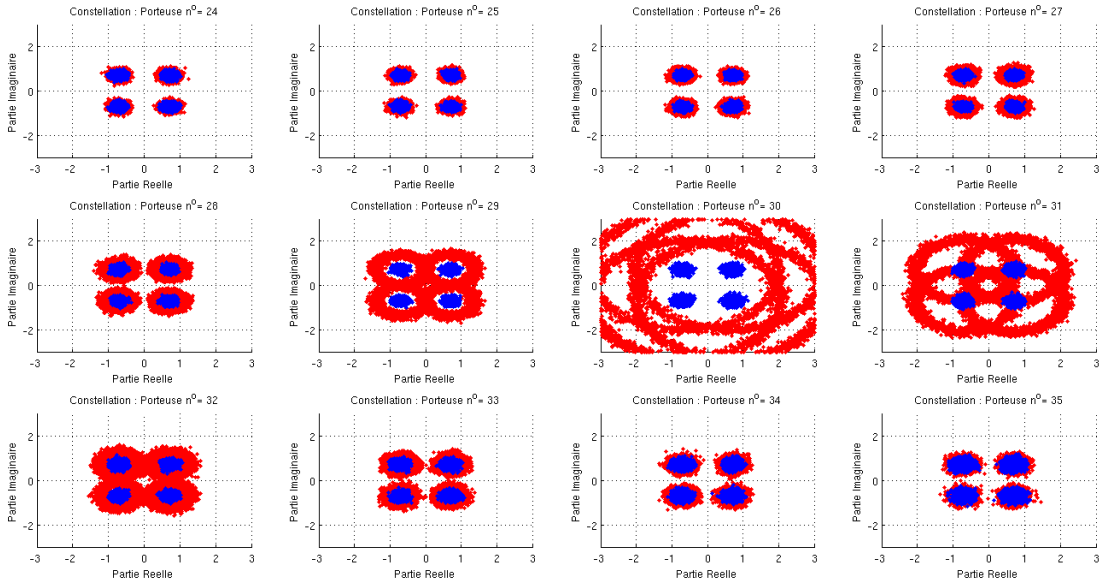


FIGURE 5.14 – Constellations des porteuses au voisinage de la spur polluante, du signal OFDM reçu avant (en rouge) et après (en bleu) application de la compensation numérique lorsque la fréquence de la spur se situe entre deux fréquences porteuses (configuration 2).

a amené à décrire brièvement une structure d'estimation conjointe du gain complexe de la spur et du décalage de fréquence. Enfin, on a retrouvé les deux cas d'usages présentés dans la partie 3.4.2.3 et on a montré que l'utilisation de notre algorithme permet la récupération de la constellation initialement désirée.

5.2.3 Mise en évidence du Tx Leakage

La mise en évidence de la pollution du Tx leakage, au sens de la pollution de l'étage de transmission sur l'étage de réception, est assez aisée, surtout lorsque la puissance de transmission est importante et que la puissance de réception est relativement faible (quoique au dessus du niveau de bruit). On présente à titre d'exemple (dans un cas défavorable en terme de pollution) deux constellations issues du décodage d'un signal LTE 1.4 MHz, dont les paramètres sont rappelés table A.1, avec un niveau de réception (-70 dBm) sur la figure 5.15. Sur la gauche, on présente la constellation décodée avec l'étage de transmission éteint, et à droite la constellation décodée avec présence d'une transmission à forte puissance (≈ 10 dBm).

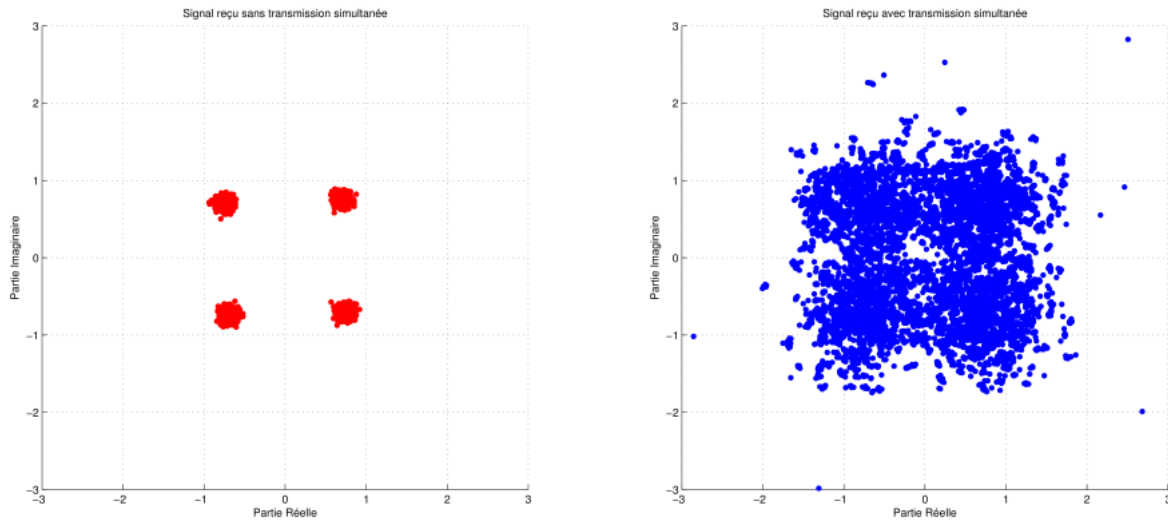


FIGURE 5.15 – Mise en évidence du Tx Leakage sur un USRP N210. A gauche, une constellation issu d'un signal OFDM en absence de transmission simultanée, et à droite une constellation issu d'un signal OFDM avec transmission simultanée

Ainsi, le phénomène de la pollution de l'étage de transmission sur l'étage de réception est bien présent dans les cartes USRP et altère les performances de décodage. Cependant, après analyse du terme de pollution, celui-ci n'est pas ici uniquement composé du module carré du signal transmis, comme décrit dans le chapitre 4, mais également du signal transmis bande de base $s_{Tx}(t)$, notamment introduit dans (1.3). De ce point de vue, le terme de pollution induit dans l'USRP se ramène à une série de Taylor voire une série de Volterra (cf partie 4.4.2.2) du terme transmis, même si on remarque une forte prépondérance des termes d'ordre I et d'ordre II.

Il est à noter que cette observation est ici liée spécifiquement à l'architecture étudiée, et que notamment l'apparition du terme de transmission dans l'étage de réception est lié à l'architecture l'USRP N210. Il est probablement dû à un couplage direct entre le chemin de réception et le chemin de transmission alors tous deux en bande de base.

Nous avons proposé dans le chapitre 4 une méthode basée sur la compensation du terme de pollution d'ordre II induit par la non-linéarité du LNA. Cependant, le calcul des performances et la structure de compensation sont avant tout basés sur l'utilisation de la référence $u_{TxL}(n)$ retardée du retard fractionnaire δ . De fait, cette structure peut être utilisée avec une référence qui n'est pas forcément le module carré du signal transmis

et, en particulier, on peut mettre en place une structure qui prend en plus en compte la présence du terme fondamental. Il s'agit alors de concaténer deux structures, pilotées par deux références différentes, $u_{\text{TxL}_0}(n)$ (issue directement du signal transmis) et $u_{\text{TxL}_1}(n)$ (créée à partir du module carré du signal en prenant en compte l'impact de la chaîne de réception, soit (4.3)). La structure utilisée pour la compensation, basée sur l'algorithme présenté dans la partie 4.2.4 est, alors présentée sur la figure 5.16.

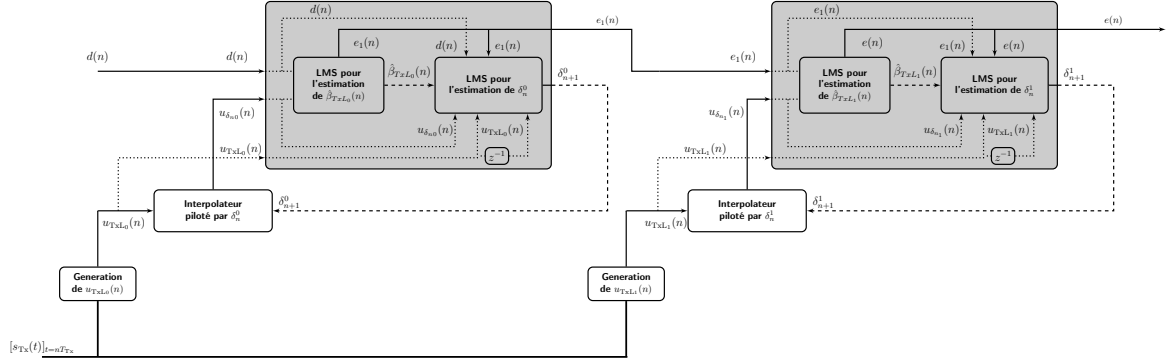


FIGURE 5.16 – Synoptique de la structure de compensation utilisée pour réduire l'impact du Tx Leakage dans les USRP N210.

On peut visualiser la constellation après décodage, en ayant appliqué la structure de compensation précédente. On remarque bien sur la figure 5.17 que les performances de décodage sont améliorées, même si on ne récupère pas entièrement la constellation. En effet, la structure de compensation a pris en compte un modèle d'ordre I et II (équivalent à une série de Volterra d'ordre II et de mémoire I), ce qui est un modèle tronqué. Ainsi, il faudrait potentiellement prendre en compte un modèle d'ordre supérieur (augmenter l'ordre et introduire un effet mémoire), ce qui pose le problème du choix de la structure de compensation dont on a brièvement parlé dans la partie 4.4.2.2, notamment au niveau de la complexité de mise en œuvre ainsi que du mauvais conditionnement.

En conclusion, le phénomène de Tx leakage est bien présent dans le contexte des cartes USRP et la structure de compensation proposée spécifiquement pour ce problème permet d'améliorer les performances de décodage. On voit donc ici l'intérêt des méthodes proposées, qui sont basées sur des éléments configurables (ici la référence utilisée dans la structure de compensation) permettant une évolutivité même lorsque le modèle de pollution diffère de celui initialement proposé. Il serait toutefois nécessaire, dans le contexte particulier des USRP N210, de réaliser une étude précise de l'environnement de pollution induit par le Tx Leakage, en particulier associé aux termes de pollution prépondérants associés spécifiquement à cette architecture matérielle.

5.3 Conclusion du Chapitre

Au cours de ce chapitre, on a pu mettre évidence le quatrième point de la méthodologie abordée dans ce manuscrit : celui de la validation sur des signaux réels. L'ensemble des modèles, quoique rigoureusement obtenus à partir de modèles analogiques, nécessitent d'être confrontés à l'acquisition réelle de signaux. Par ailleurs, via le contexte générique dans lequel s'applique le paradigme de la radio sale, il est intéressant de confronter les modèles et les algorithmes à des architectures diverses, spécialisées (cas de la puce NORA de

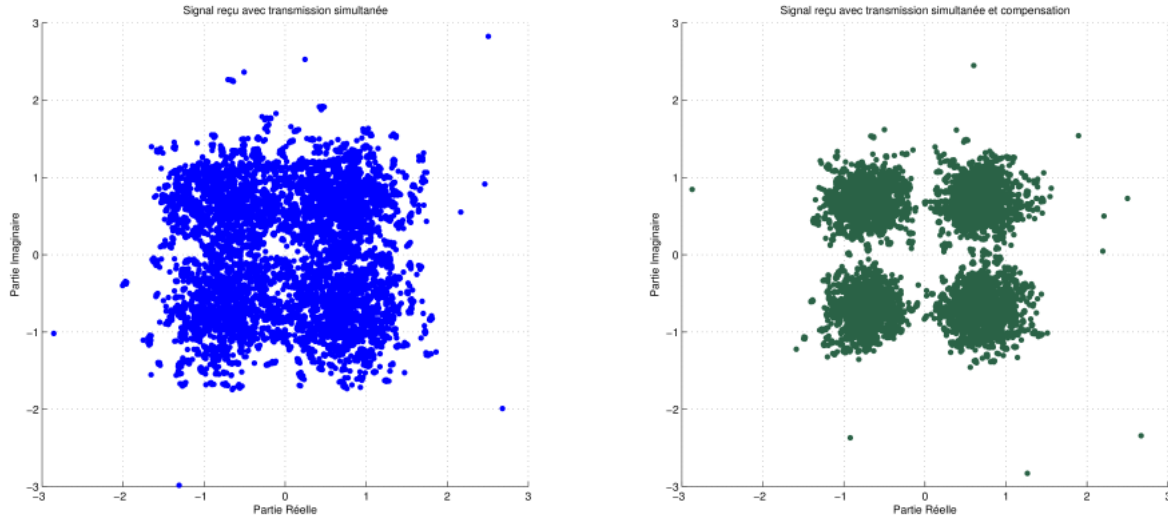


FIGURE 5.17 – Mise en évidence du Tx Leakage sur un USRP N210. A gauche, une constellation issu d'un signal OFDM en présence de transmission simultanée et à droite une constellation issu d'un signal OFDM avec transmission simultanée et compensation avec la structure précédemment décrite.

ST-Ericsson), comme totalement génériques (cas de la radio logicielle). Dans les deux cas on a pu mettre en évidence la présence d'auto-interférences, qui semble valider le modèle de pollution que l'on a proposé. Par ailleurs, l'utilisation des algorithmes de compensation décrits dans le manuscrit permet de valider l'utilisation de structures numériques associées à la compensation d'interférences.

En particulier, on a pu mettre en évidence la nécessité de procéder à des traitements en amont des systèmes de compensation proposés dans le chapitre 3 pour les spurs et 4 pour le Tx Leakage. Ainsi, la composante continue et le désappariement phase-quadrature ont été brièvement introduits et des structures de compensation détaillées en annexe ont été utilisées de manière à limiter ces interférences.

A partir de cet état, on a pu mettre en évidence, à la fois sur la puce et sur l'architecture de radio logicielle la présence des spurs additives, validant le modèle numérique initial ainsi que la stratégie de compensation utilisée. Par ailleurs, le phénomène du Tx Leakage a également été mis en évidence sur l'architecture de radio logicielle. Le modèle de pollution du Tx Leakage associé à l'architecture de radio logicielle prend également en compte une composante non initialement prévue, et on a pu voir ici l'intérêt des structures génériques proposées dont la configurabilité permet une adaptation à des cas pratiques plus larges.

Conclusion & Perspectives

L'objet de ce document était de proposer des structures purement numériques pour la compensation d'interférences auto-générées présentes dans un terminal radio-fréquence mobile. Ces auto-interférences sont générées par le composant lui-même et viennent polluer le signal reçu ou altérer le fonctionnement des algorithmes de décodage et de synchronisation. Ces auto-interférences sont intrinsèquement présentes du fait de l'existence de composants analogiques dont les imperfections entraînent des imprécisions, des pollutions ou des fuites au niveau de l'étage de réception.

Ces auto-interférences doivent donc être compensées, à moins que les systèmes analogiques soient calibrés pour limiter la présence et l'impact de ces pollutions. Or, les systèmes RF actuels tendent à devenir multi-standards, c'est-à-dire que plusieurs standards différents peuvent être amenés à cohabiter au sein de la même puce. Outre les problématiques de consommation et de proximité spatiale que crée cette cohabitation, les contraintes de « design » ou conception que subissent les systèmes analogiques tendent à rendre caduques les approches classiques visant à limiter la présence de ces interférences. On s'est ainsi proposé, dans cette thèse, de s'inscrire dans le paradigme de la « radio sale » c'est-à-dire de relâcher les contraintes de conception des composants analogiques et d'accepter la pollution du signal utile, tout en développant des stratégies numériques de compensation ou d'atténuation de ces interférences en utilisant des approches de traitement du signal. Ces techniques algorithmiques doivent elles-mêmes être multi-standards au sens où elles doivent pouvoir s'appliquer à des signaux de formes très diverses sans être basées sur une modulation spécifique. Par ailleurs, au vu de la multitude des contextes applicatifs et des points de fonctionnement que sont susceptibles de rencontrer ces méthodes, il est nécessaire de pouvoir calculer et prédire leurs performances de manière à pouvoir appliquer les méthodes en association avec un cahier des charges fixé.

Synthèse du travail

Le **chapitre 1** a présenté le contexte dans lequel s'inscrivaient ces travaux de doctorat, et en particulier les modèles de pollutions étudiés. Dans un premier temps on a introduit l'architecture classique d'un émetteur-récepteur et en particulier certaines problématiques associées notamment aux composants d'amplification.

Ceci nous a permis d'explicitier le principe d'interférences auto-générées dans un terminal mobile, et en particulier les problématiques actuelles de gestion de ces pollutions inhérentes à la multiplicité des standards en présence. Nous avons donc présenté le paradigme de la « radio sale » dans lequel on s'inscrit et qui nous conduit à envisager des structures de compensation purement numériques de ces interférences.

Ce premier chapitre s'est donc conclu par l'élaboration et la paramétrisation des modèles en bande de base des auto-interférences étudiées dans le cadre de ce doctorat.

Dans un premier temps, on s'est focalisé sur les spurs, signaux polluants issus des harmoniques des horloges qui peuvent dans certains cas venir polluer le signal utile en amont de l'étage de démodulation et dont l'imprécision associée aux composants analogiques a été prise en compte (décalage de fréquence, bruit de phase). Dans un second temps on a étudié le modèle de pollution du Tx Leakage qui est une pollution de l'étage de transmission sur l'étage de réception du fait de la cascade de plusieurs interférences analogiques, et dont nous avons montré, dans le cadre des hypothèses en présence, que le problème se ramenait à l'estimation d'un gain complexe et d'un retard fractionnaire.

L'élaboration de méthodes de compensation numérique adaptées au contexte des solutions embarquées aux ressources limitées nous a amené dans le **chapitre 2** à proposer une méthodologie construite en quatre axes, qui met en lumière l'adéquation entre le modèle numérique et la structure de compensation associée ; structures de compensation qui doivent par ailleurs vérifier certaines propriétés pour être efficaces dans des terminaux embarqués, associées à la complexité, à l'architecture et à la capacité de réagir à de brusques modifications des statistiques des pollueurs.

Par ailleurs, du fait de la multitude des applications associées au contexte qui permet d'envisager l'implémentation de ces algorithmes pour des cahiers des charges très divers, la nécessité de prédire le comportement des méthodes en fonction des degrés de liberté présents (point de fonctionnement de l'algorithme, paramètres des modèles, ...) s'est imposée, induisant la présence de critères de performances à spécifier. Les méthodes de gradient stochastique, par leur robustesse, leur simplicité et leur prédictibilité, font d'excellentes candidates pour l'estimation et la suppression des interférences mais souffrent d'un compromis entre leur vitesse de convergence et leur performance asymptotique.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une sur-couche auto-adaptative basée sur une évolution récursive du pas de fonctionnement de l'algorithme, permettant de limiter le temps de convergence de la méthode, tout en garantissant des performances asymptotiques prédictibles. Nous avons étudié les performances théoriques de la méthode, notamment le comportement de la sur-couche dans le régime asymptotique et nous avons comparé la méthode avec d'autres méthodes de la littérature, ce qui nous a permis de souligner les qualités de celle-ci, notamment en présence de brusques reconfigurations, usuelles dans les architectures radio-fréquences actuelles.

Le **chapitre 3** a été entièrement consacré à l'étude théorique du supprimeur numérique de spur basé sur un algorithme LMS. À partir du modèle numérique proposé dans le chapitre 1, une stratégie de compensation basée sur un algorithme LMS piloté par une référence a été utilisée, et les performances asymptotiques et transitionnelles théoriques de l'algorithme ont été calculées analytiquement en fonction de son pas de fonctionnement et des paramètres numériques associés aux imperfections (décalage de fréquence, bruit de phase). Une analogie entre l'approche algorithmique et une approche filtrage a été réalisée, ce qui nous a permis d'obtenir des expressions simplifiées pour le calcul des performances. Par ailleurs, l'approche auto-adaptative décrite dans le chapitre 3 a été utilisée pour libérer les contraintes de performances transitionnelles tout en maintenant les performances asymptotiques voulues. Enfin, l'ensemble des performances étant fonction de la paramétrisation réalisée dans le chapitre 3, nous avons proposé des liens entre les

paramètres issus des modèles numériques et des grandeurs physiques pour le décalage de fréquence et le bruit de phase. Nous avons également validé par simulation le comportement de l'algorithme en présence d'un bruit de phase suivant un modèle d'évolution différent de celui initialement proposé.

Les résultats ont alors été généralisés au cas des spurs multiples, conduisant à l'élaboration de deux structures de compensation de performances asymptotiques très voisines : une approche successive et une approche parallèle plus adaptée à une implémentation matérielle.

Enfin, le chapitre s'est conclu sur l'application de ces méthodes à des signaux de communication numériques usuels. D'abord en généralisant le calcul des performances asymptotiques, réalisées initialement sous l'hypothèse d'un signal blanc, et ensuite par la mesure de taux d'erreur binaire pour trois exemples de modulations (QPSK, CDMA et OFDM).

La compensation numérique du Tx Leakage a été étudiée dans le **chapitre 4**. On avait en effet montré dans le chapitre 2 que, sous les hypothèses réalisées, le problème revenait à estimer un gain complexe (variant dans le temps) et un retard fractionnaire sous condition de disposer d'une référence, image du signal polluant.

Le gain complexe, variant lentement dans le temps, a été modélisé par un processus auto-regressif et, une fois la référence correctement générée, nous avons donc proposé un estimateur de gain basé sur une approche LMS pilotée par une référence, structure très voisine de celle du supprimeur de spur. Les performances théoriques de cet estimateur dans le cas synchronisé (retard fractionnaire connu) ont été calculées, montrant l'impact de la variation temporelle du canal sur les performances.

Dans un second temps nous avons montré l'impact de la présence du retard fractionnaire sur les performances théoriques, si ce dernier n'est pas pris en compte dans l'élaboration de la référence. En particulier, la conséquence du retard devient très vite non négligeable et altère fortement les performances de la structure. Ce retard étant souvent inconnu, nous avons proposé une structure d'estimation conjointe du gain complexe et du retard fractionnaire, dont la formulation, récursive et en ligne, est tout à fait adaptée à une implémentation matérielle. Comme pour la compensation des spurs, on a également simulé l'impact de la pollution et de la compensation en termes de taux d'erreur binaire sur les trois exemples de modulation présentés. Enfin, nous avons discuté des hypothèses initiales réalisées pour cette étude théorique et notamment mis en évidence l'impact d'un canal non plat ou d'un amplificateur avec mémoire sur la structure de compensation.

Enfin, dans le **chapitre 5**, nous nous sommes efforcés de valider les modèles de pollutions et les structures de compensation sur des signaux réels provenant d'une puce intégrée ST-Ericsson et d'une architecture de radio logicielle. Les expérimentations réalisées sur la puce ST-Ericsson ont mis en évidence la présence des spurs naturelles que l'algorithme arrive à atténuer. La plateforme de radio logicielle, quant à elle, nécessite des traitements initiaux associés à des pollutions brièvement décrites en annexe de ce manuscrit (composante continue, désappariement phase-quadrature). Les spurs issues de l'horloge principale ont un niveau non négligeable et sont affectées d'un décalage de fréquence très important, ce qui nous a conduit à développer une méthode d'estimation conjointe du décalage de fréquence et des paramètres de la spur. Cette méthode, dont les performances reprennent celles décrites dans le chapitre 3, permettent une excellente récupération du signal désiré. De même, dans certains cas, le Tx Leakage altère fortement les performances lors du dé-

codage et nous avons mis en évidence la présence d'un terme de pollution supplémentaire. La structure proposée dans le chapitre 5 a donc été ajustée en conséquence, en adaptant l'expression de la référence de l'algorithme. Ceci nous a permis de valider à la fois les modèles et les méthodes de compensation, tout en montrant l'évolutivité de nos méthodes qui doivent suivre une adéquation avec une architecture matérielle au final spécifique.

Principales contributions

Le paradigme de la « radio sale » et des algorithmes supprimeurs de bruit ne sont pas nouveaux et, avec la généralisation des systèmes multi-standards et des radios logicielles, de nombreux travaux tendent à utiliser des techniques de traitement du signal pour limiter l'impact des auto-interférences. Résumons les points auxquels nous pouvons avoir apporté une contribution :

Proposition de modèles numériques prenant en compte les imprécisions et les évolutions temporelles des phénomènes analogiques.

La « radio sale » implique une compensation numérique, et cette compensation nécessite d'abord l'élaboration de modèles qui sont eux-mêmes numériques. Outre les modèles de pollution initiaux souvent déjà connus et présentés dans la littérature, nous avons pu proposer des modèles qui prennent en compte les imprécisions ou les variations temporelles des phénomènes : décalage de fréquence et bruit de phase pour les spurs, retard fractionnaire et canal équivalent auto-regressif d'ordre I pour le Tx Leakage.

Calcul des performances théoriques des structures de compensation.

Pour les deux principales pollutions étudiées dans le cadre de ce doctorat, les performances asymptotiques et transitionnelles des structures ont été calculées théoriquement, montrant d'une part la dépendance entre performances, pas de l'algorithme et modèle d'évolution et d'autre part l'existence d'un point de fonctionnement optimal pour ces méthodes. Ces résultats peuvent être utilisés dans le cadre de l'application d'un cahier des charges précis associé à des critères de performances préalablement établis ; on pourrait également, de manière duale, fixer (et éventuellement relâcher) les contraintes de conception des composants analogiques, en spécifiant par exemple les plages acceptables des pollutions (pire décalage de fréquence acceptable qui puisse permettre de satisfaire le cahier des charges initial par exemple). Pour la problématique des spurs, nous avons pu par ailleurs discuter de ces expressions théoriques, montrant le lien entre l'algorithme et un filtre coupe-bande, ou l'impact de la présence du retard fractionnaire pour le Tx Leakage.

Proposition d'une sur-couche adaptative pour limiter le temps de transition des méthodes.

Dans le cadre de ces travaux de doctorat, le calcul des performances asymptotiques et transitionnelles a permis de mettre en équation le compromis bien connu entre bonnes performances asymptotiques et vitesse de convergence lié au dimensionnement du pas de l'algorithme. Pour libérer une partie de cette contrainte nous avons proposé une sur-couche adaptative pour l'évolution du pas qui permet de diminuer le temps de transition tout en permettant une erreur quadratique moyenne finale prédictible puisque liée à une valeur minimale définie de ce pas. Cette sur-couche a notamment été utilisée dans des contextes

divers (suppresseur de spur, estimation des paramètres d'un canal de Rayleigh, ...) et peut être utilisée également avec des algorithmes qui ne sont pas nécessairement des algorithmes LMS (application à un algorithme de séparation de source pour la compensation de désappariement phase-quadrature).

Perspectives

Pour conforter l'intérêt pratique de ce travail, une implémentation dans un contexte où le cahier des charges est fixé serait intéressante puisque l'on pourrait voir le double intérêt (calibration des algorithmes, et spécification des pré-requis analogiques) du calcul des performances théoriques. Une première preuve de concept, qui a été réalisée dans le chapitre 5, montre la nécessaire adéquation entre les méthodes et l'architecture visée, et pourrait être complétée en vérifiant une norme prédéfinie.

Pour les spurs, les performances théoriques ont été calculées en présence d'un bruit de phase qui suit un modèle brownien, choix courant pour les oscillateurs non asservis. Si des simulations ont été réalisées, aucun calcul théorique n'a été réalisé pour quantifier l'impact d'un bruit de phase asservi par PLL sur le suppressor de spur. Par ailleurs, nous avons étudié l'impact des spurs et de la compensation notamment dans le cas de la modulation OFDM, utilisée dans la plupart des standards sans fils actuels, et particulièrement sensible aux pollutions bandes étroites, et il pourrait être intéressant d'étudier les cas des prétendants aux futurs standards tels que le WCP-OFDM ou l'universal OFDM que les techniques de filtrages additionnels rendent *a priori* plus robustes.

Pour le Tx Leakage, comme déjà stipulé dans la partie 4.4.3, des travaux pourraient être réalisés sur des méthodes susceptibles de traiter une pollution issue d'un duplexeur qui n'est manifestement pas plat en fréquence (ou lorsque sa réponse temporelle n'est plus assez comprimée). De même, la prise en compte de l'effet mémoire de l'amplificateur, sans conduire à des méthodes trop génériques, serait un axe de travail tout à fait intéressant, les critères d'implémentabilité, de conditionnement et de complexité étant les freins majeurs actuellement pour l'utilisation de ces modèles.

Appendices

Annexe A

Standards de Communication numérique

Cet annexe a pour objectif de présenter succinctement le principe de mise en forme des signaux selon 3 standards couramment utilisés dans le contexte des communications numériques : des signaux mis en forme par une modulation QPSK et filtrés, le Standard WCDMA, dont le principe consiste à multiplexer les voies d'informations en utilisant des codes orthogonaux (technique à étalement de spectre), et la modulation OFDM dont le principe consiste à utiliser un système multiporteuses, où chacune des voies d'information a un espace fréquentiel localisé.

Dans le chapitre 1, on a pu étudier l'architecture d'une chaîne d'émission réception, qui est un dispositif électronique qui permet l'émission et la réception de données numériques. Les données transmises (analogiques donc), sont construites à partir d'un message initial numérique (typiquement une séquence binaire) en suivant un certain paradigme directement associé au système de modulation utilisé. Les systèmes de modulations numériques, surtout ceux dédiés aux transmission cellulaires, nécessitent de pouvoir multiplexer plusieurs utilisateurs sur la même bande de fréquence allouée, et pour ce faire, différentes techniques peuvent être utilisées.

Dans cet annexe, on ne considère les standards que d'un point de vue système, avec les différentes étapes clef permettant la modulation, sans entrer dans le formalisme mathématiques associé, afin, surtout d'extraire les paramètres notamment utilisés dans les parties associées aux mesures de TEB.

A.1 Modulation QPSK

Cette première modulation est la plus simple, puisqu'elle ne cherche pas ici à multiplexer plusieurs voies d'utilisation mais consiste dans la simple transmission d'un message binaire, préalablement modulé selon une modulation QPSK, et filtré à la fois en émission et en réception. Le synoptique d'une telle chaîne est présenté sur la figure A.1

Où du côté de l'étage de transmission, $\{b_k\}$ est la séquence binaire transmise, a_k les symboles complexes, chaque symboles représentant 2 bits par l'intermédiaire d'un alphabet QPSK, h_e le filtre de mise en forme côté transmission, et $x(t)$ le signal analogique effectivement transmis après modulation (à la fréquence f_{Rx}). Du côté de la réception, le signal reçu est noté $r(t)$, le filtre de réception h_r , $\{\hat{a}_k\}$ sont les symboles complexes

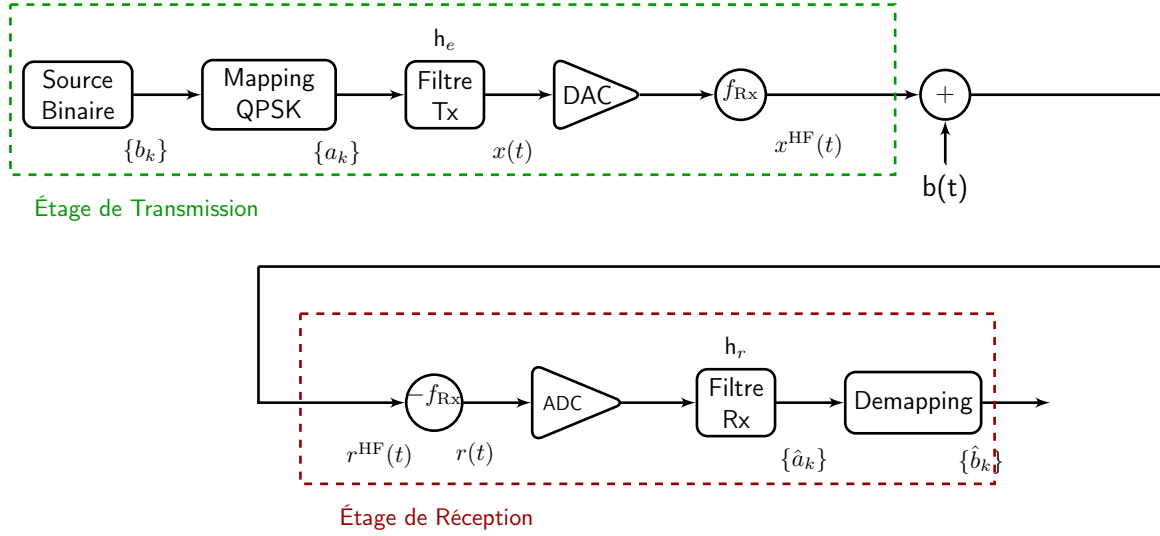


FIGURE A.1 – Synoptique d'une chaîne d'émission-réception QPSK.

modulés décidés à la réception et $\{\hat{b}_k\}$ la séquence binaire décodée. En absence de bruit (et d'interférences générées par le système), on aurait donc $\hat{b}_k = b_k$, mais il faut prendre en compte l'impact du bruit du canal, ici supposé additif et noté $b(t)$ (ainsi que les auto-interférences).

La modulation est ici QPSK ou (4-QAM), c'est-à-dire qu'un symbole complexe est associé à chaque couple de bits selon le formalisme représenté sur la constellation de la figure A.2.

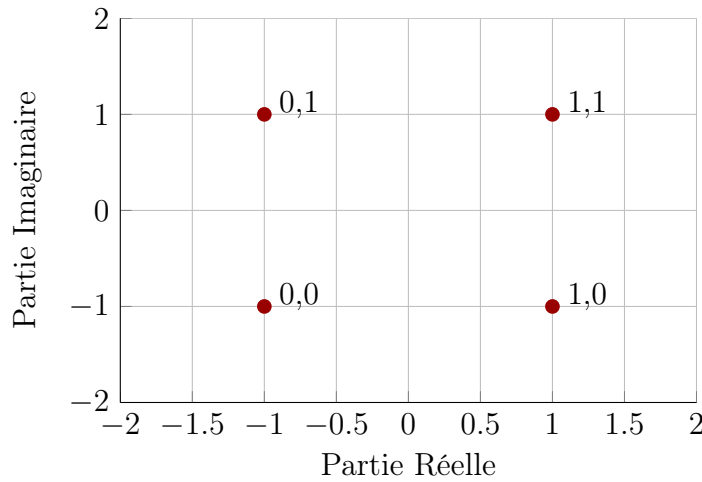


FIGURE A.2 – Représentation de la constellation d'un signal QPSK (avec association au couple de bits)

On utilise un filtre en émission et un filtre en réception, de manière à annuler l'interférence entre symbole QPSK successifs (vérifie le critère de Nyquist) et pour limiter le plus possible l'impact du bruit additif. Les filtres satisfaisant ces propriétés et qui sont le plus souvent choisis sont les filtres en racine de cosinus sur-élevé, ce qui dans ce cas particulier implique que $h_e(t) = h_r(t)$. Le signal occupe alors une bande spectrale qui dépend de son temps symbole ce qui implique une bande minimale (respect du critère de Nyquist), et

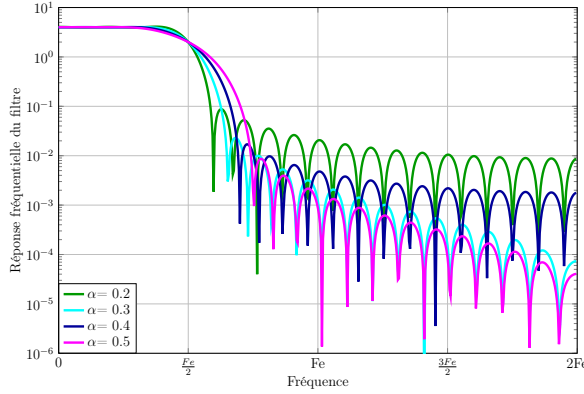


FIGURE A.3 – Réponse fréquentielle du filtre global (convolution du filtres d'émission et de réception) en cosinus sur-élevé pour plusieurs valeurs d'excès de bande (ou une approximation pratique de ce filtre).

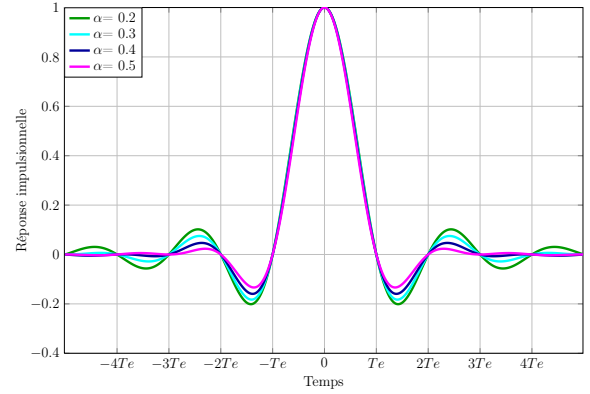


FIGURE A.4 – Réponse impulsionnelle du filtre global (convolution du filtres d'émission et de réception) en cosinus sur-élevé pour plusieurs valeurs d'excès de bande.

généralement on occupe une bande un peu plus large que la bande minimale, l'excès de bande étant caractérisé par le paramètre α (défini comme le *Roll-Off*). Le gabarit spectral du filtre est alors directement fonction de cet excès de bande, et on représente sur la figure A.3 la réponse impulsionnelle du filtre, et sur la figure A.4 la réponse fréquentielle du filtre pour différentes valeurs d'excès de bande.

Cette modulation numérique est donc utilisée pour sa simplicité, et sera notamment implémentée sur l'architecture de radio logicielle présentée dans le chapitre 5.2. Par ailleurs, en présence de bruit additif, modélisant l'impact du canal de transmission (le bruit étant supposé blanc additif gaussien et circulaire), l'utilisation du filtre adapté permet de maximiser le rapport signal sur bruit en réception, et dont d'optimiser les performances théoriques en terme de taux d'erreur (sans ajout de codes correcteurs d'erreurs ou de redondance), le TEB peut alors s'exprimer en fonction du rapport entre l'énergie binaire E_b et densité spectrale de puissance du bruit blanc N_0 :

$$\text{TEB}_{\text{canal}} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right), \quad (\text{A.1})$$

avec $Q(x)$ fonction d'erreur définie par (fonction de Marcum)

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du. \quad (\text{A.2})$$

A.2 Standard WCDMA

Le standard WCDMA pour *Wideband Code Division Multiple Access* est une technique de codage notamment utilisée dans la norme Universal Mobile Telecommunication System (UMTS) qui correspond à la troisième génération de la téléphone cellulaire (3G). C'est par construction une extension du système CDMA, technique de modulation très populaire notamment utilisée dans standards militaires.

L'idée générale derrière le standard est d'utiliser des codes de manière à étaler et à multiplexer chaque canal dans une même bande. Ce multiplexage permet à plusieurs utilisateurs d'utiliser la même bande sans générer *a priori* d'interférences entre les différents signaux de données. Plusieurs familles de codes peuvent être utilisées (code pseudo noise, de Walsh Hadamard ...), dans le cadre de cette thèse, des codes OVSF, permettant de créer facilement 2^P codes orthogonaux est utilisée.

Ces codes se construisent de manière récursive à partir d'un arbre binaire, avec deux séquences créées à partir de la séquence mère. La première séquence correspond à la concaténation de deux séquences mères, et la seconde séquence correspond à la concaténation de la séquence mère et du complément à 2 de celle-ci. Une construction de l'arbre pour la génération de 8 codes est présentée sur la figure A.5.

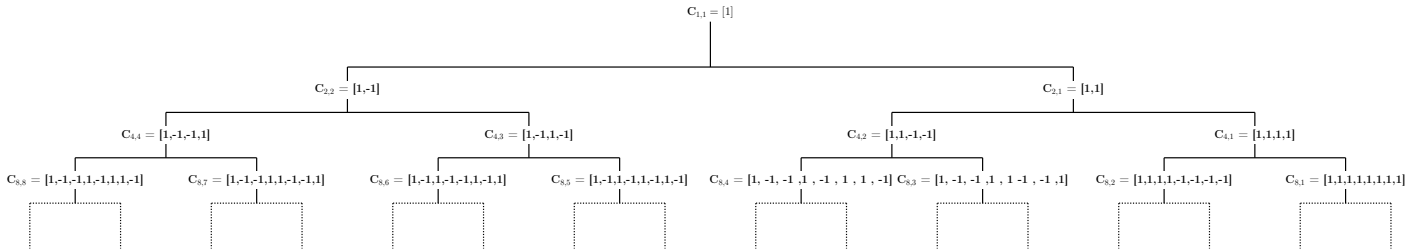


FIGURE A.5 – Exemple de la génération de 8 codes orthogonaux suivant le paradigme des codes OVSF

Chacun des symboles modulés est alors multiplié par la séquence orthogonale associée créant des *chips* qui sont des symboles dont la séquence est issue de la séquence des symboles mais sur-échantillonnée d'un facteur P . Les différentes séquences seront alors mixées et pourront être séparées en réception par corrélation, c'est-à-dire par sommation après multiplication élément par élément avec le code adéquat. Il est par ailleurs à noter que dans le cas du standard UMTS [3rd Generation Partnership Project, 2011], la séquence mixée (constituée de l'apport de l'ensemble des séquences mise en forme) est également multipliée par une longue séquence binaire (code de scrambling), généralement associé à une station de base. En réception, après application du filtrage adapté à l'impulsion pour limiter la bande, la séquence de scrambling est enlevée lors du filtrage adapté au code désiré (incluant code de base et code de "scrambling"), et le décodage est orchestré selon les différentes voies de codage utilisée. Le signal étant alors une parallélisation de séquences modulées (par exemple QPSK), le décodage peut être réalisé, induisant autant de séquences binaires décodées que de voies d'utilisateur initiale. L'ensemble des étapes de modulation et de démodulation du standard WCDMA est résumé sur la figure A.6.

Les séquences effectivement transmises le sont à un rythme d'échantillonnage supérieur, puisque celui-ci est directement fonction des *chips* de mise en forme dont le débit dépend du nombre de codes orthogonaux générés. En conséquence, en présence de bruit blanc additif gaussien modélisant l'impact du canal, les performances théoriques peuvent directement être déduites de A.1, en prenant en compte l'impact de l'étalement de spectre.

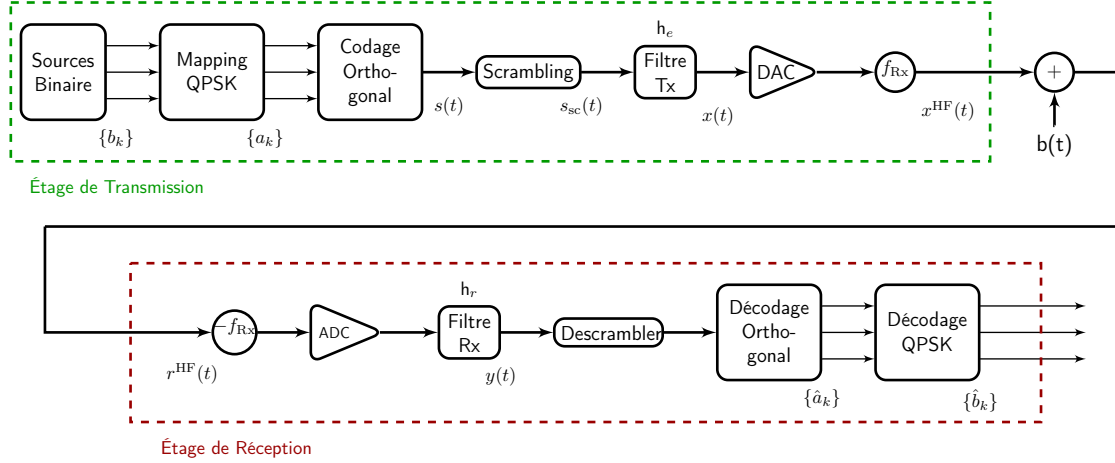


FIGURE A.6 – Synoptique d'une chaîne d'émission réception WCDMA.

A.3 Standard LTE

Le troisième standard utilisé pour modéliser l'impact des pollutions et des compensations des auto-interférences, est le standard LTE basé sur une modulation OFDM, dont le paradigme repose sur la transmission d'un bloc constitué d'informations modulées sur des porteuses orthogonales, et espacées d'un écart fréquentiel Δf . On considère alors n_{Re} le nombre de porteuses d'informations en parallèle. La mise en forme OFDM est caractérisée par le nombre de porteuses totales, n_{FFT} qui est supérieur ou égal au nombre de porteuses d'information. La différence entre ces deux paramètres induit le nombre de porteuses remplies de 0. Par convention, les porteuses nulles sont placées de chaque côté du spectre (permettant de garantir un bas niveau de puissance émis en dehors de la bande d'intérêt) ainsi qu'à la porteuse centrale, qui est à la fréquence nulle en bande de base.

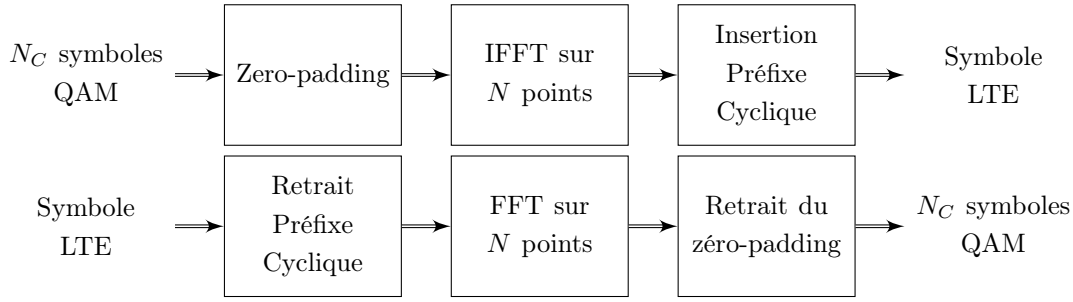
Chacune des porteuses est constituée d'une séquence binaire mise en forme par une modulation quelconque (dans notre cas, on considère une modulation QPSK classique), et l'opération qui consiste à placer les séquences QPSK sur les porteuses orthogonales se fait par l'intermédiaire d'une étape de FFT inverse. En conséquence, un symbole OFDM, constitué des symboles QPSK a_k (valant 0 si la porteuse n'est pas allouée) aura la forme discrète suivante :

$$x(m, q) = \sum_{k=0}^{n_{\text{FFT}}-1} a_k(m) e^{2j\pi \frac{kq}{n_{\text{FFT}}}} \quad , q = [0 \cdots n_{\text{FFT}} - 1] \quad , \quad (\text{A.3})$$

où m désigne l'indice du symbole OFDM considéré, constitué de n_{FFT} points indexés par la variable q .

L'étape inverse, qui permet à partir du symbole QPSK de récupérer les n_{Re} symboles QPSK utiles, est réalisée par une étape de FFT. Cette opération est bijective et permet la récupération des symboles initiaux (en absence d'influence du canal ou d'interférences).

Par ailleurs, dans l'objectif de ne pas avoir d'interférences entre deux symboles OFDM successifs, et de conserver l'orthogonalité entre les porteuses (en maintenant une convolution circulaire), on ajoute un préfixe cyclique à chaque symbole OFDM, qui consiste à recopier la fin du symbole au début. Le synoptique global de la chaîne est représenté sur la figure A.7.

FIGURE A.7 – *Synoptique de la mise en forme et du décodage d'un signal OFDM*

En conséquence, la mise en forme d'un signal selon le standard LTE est paramétrée par les différentes grandeurs suivantes :

- Le nombre de porteuses d'information, noté n_{Re} ,
- La taille de la FFT, notée n_{FFT} . Cette taille est supérieure ou égale au nombre de porteuses d'information, et les porteuses non allouées (si $n_{\text{FFT}} > n_{\text{Re}}$) sont remplies de 0. Par convention, dans notre cas, on aura toujours $n_{\text{FFT}} > n_{\text{Re}}$ et la porteuse située à la fréquence nulle n'est pas allouée.
- La taille du préfixe cyclique, nommé n_{cp}

Dans le cadre de cette thèse, on sera amené à travailler sur des signaux OFDM de paramètres variables, dont les valeurs sont issues de la norme LTE qui a donné lieu au standard de communication de quatrième génération. Si on considère uniquement ici les paramètres de la couche physique, on présente les valeurs prises par les différents paramètres pour les 6 différentes bandes des signaux LTE dans le tableau A.1.

Bande Passante		20 MHz	15 MHz	10 MHz	5 MHz	3 MHz	1.4 MHz
Fréquence d'échantillonnage (MHz)	F_e	30.72	23.04	15.36	7.68	3.84	1.92
Taille FFT	n_{FFT}	2048	1536	1024	512	256	128
Nombre de sous-porteuses	n_{Re}	1200	900	600	300	180	72
Taille préfixe-cyclique	n_{cp}	144	108	72	36	18	9

TABLEAU A.1 – *Paramètres généraux LTE*

Annexe B

Démonstrations associées au suppresseur de Spur

B.1 Performance asymptotique en présence de décalage de fréquence et de bruit de phase

Cette appendice a pour objectif de démontrer l'expression théorique de la performance du supprimeur numérique de spur, en présence d'imperfections (décalage de fréquence, et bruit de phase modélisé par un modèle Brownien). Les performances sont présentées en (3.19).

On rappelle que les performances asymptotiques sont définies par le Rapport Signal plus Bruit sur Interférence (RSBI), qui permet de définir uniquement les performances de l'étage de compensation, sans prendre en compte les contributions annexes (tel que le bruit additif par exemple). Il s'exprime comme le rapport entre l'erreur quadratique moyenne [définie à partir de (3.7)] $P_{\epsilon_{\text{spur}}}$ et la puissance du signal bruité $\sigma_{x_b}^2$ ($x_b(n)$ centré), comme le stipule (3.8) :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_{\epsilon_{\text{spur}}}}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (\text{B.1})$$

Le calcul des performances nécessite l'introduction de deux grandeurs associée à l'algorithme LMS :

- Le coefficient optimal $w_{\text{opt}}(n)$ qui annule parfaitement la spur à chaque instant, introduit dans (3.10),
- Le désalignement qui exprime l'écart entre le coefficient récursif estimé par l'algorithme LMS $w(n)$, et la solution optimale. Ce coefficient est noté $v(n)$ et est introduit dans (3.15).

Le problème du calcul de la performance asymptotique de l'algorithme LMS est alors équivalent au calcul du désalignement quadratique moyen P_v via l'expression (3.18), dont on rappelle l'expression ci-dessous :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left(\frac{B^2 P_v}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (\text{B.2})$$

On rappelle les hypothèses réalisées dans la partie 3.2.3.1 :

- ★ Le décalage de fréquence $\delta_\omega \ll 1$,
- ★ La variance du bruit d'état du bruit de phase $\sigma_\xi^2 \ll 1$,
- ★ Le signal utile bruité $x_b(n)$ est supposé blanc, gaussien, et de variance $\sigma_{x_b}^2$, et de moyenne nulle.

Au vu de ces hypothèses, l'expression récursive du coefficient optimal $w_{\text{opt}}(n)$, introduite dans (3.11), peut être approchée par

$$w_{\text{opt}}(n+1) \approx w_{\text{opt}}(n) + w_{\text{opt}}(n)[j\xi(n) + j\delta_\omega] . \quad (\text{B.3})$$

Le calcul du désalignement quadratique moyen se fait par l'intermédiaire de son expression récursive. En effet, du fait de la définition de $v(n)$ (3.15), de l'expression récursive de la mise à jour du coefficient $w(n)$ (3.23), et de (B.3), on a

$$\begin{aligned} v(n+1) &= w(n+1) - w_{\text{opt}}(n+1) \\ &= w(n) + \mu u^*(n)x_b(n) - \mu B^2 v(n) - w_{\text{opt}}(n) \\ &\quad - w_{\text{opt}}(n)[j\xi(n) + j\delta_\omega] \\ &= [w(n) - w_{\text{opt}}(n)] + \mu u^*(n)x_b(n) \\ &\quad - \mu B^2 v(n) - w_{\text{opt}}(n)[j\xi(n) + j\delta_\omega] \\ &= (1 - \mu B^2)v(n) + \mu u^*(n)x_b(n) - w_{\text{opt}}(n)[j\xi(n) + j\delta_\omega] . \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

La mise à jour du LMS qui est une méthode de gradient stochastique implique que la séquence des $v(n)$ est une séquence blanche. En supposant la décorrélation entre le désalignement $v(n)$, le signal bruité $x_b(n)$, et le bruit d'état du bruit de phase $\xi(n)$, l'expression du désalignement quadratique moyen montre une dépendance entre le désalignement et l'évolution du coefficient optimal $w_{\text{opt}}(n)$. Par ailleurs, via (3.11), on a $|w_{\text{opt}}(n)|^2 = \frac{A^2}{B^2}$, et on obtient donc

$$\begin{aligned} E[|v(n+1)|^2] &= (1 - \mu B^2)^2 E[|v(n)|^2] + \mu^2 B^2 \sigma_{x_b}^2 \\ &\quad + \frac{A^2}{B^2}(\sigma_\xi^2 + \delta_\omega^2) + \delta_\omega(1 - \mu B^2) E[|v(n)w_{\text{opt}}(n)|] . \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Par construction, le désalignement quadratique moyen s'exprime à partir de $E[|v(n)|^2]$, et asymptotiquement on a $P_v = E[|v(n)|^2] = E[|v(n+1)|^2]$. En conséquence,

$$P_v = (1 - \mu B^2)^2 P_v + \mu^2 B^2 \sigma_{x_b}^2 + \frac{A^2}{B^2}(\sigma_\xi^2 + \delta_\omega^2) + \delta_\omega(1 - \mu B^2) E[|v(n)w_{\text{opt}}(n)|] . \quad (\text{B.6})$$

Elle est donc fonction des différents paramètres du problème, et notamment des paramètres des imperfections, et fonction du terme $E[|v(n)w_{\text{opt}}(n)|]$ exprimant la dépendance entre le filtre optimal et le désalignement qu'il faut exprimer analytiquement.

Il est nécessaire à cet endroit de procéder à une séparation entre la partie réelle et la partie imaginaire, ce qui alourdit les notations. On peut alors montrer que l'expression du coefficient $E[|v(n)w_{\text{opt}}(n)|]$ se met sous la forme

$$E[|v(n)w_{\text{opt}}(n)|] = \frac{2\delta_\omega A^2(\mu B^2 \delta_\omega^2 - \delta_\omega^2 + \mu B^2)}{B^2(\mu^2 B^4 \delta_\omega^2 - 2\mu B^2 \delta_\omega^2 + \mu^2 B^4)} . \quad (\text{B.7})$$

Pour arriver à ce résultat, il faut exprimer le module en linéarisant le produit $v(n)w_{\text{opt}}(n)$. On montre alors que le terme s'exprime à partir de $E[|v_Q(n)w_{\text{opt}_I}(n)|]$ $E[|v_Q(n)w_{\text{opt}_Q}(n)|]$ et de (ou \bullet_I et \bullet_Q dénotent respectivement la partie réelle et imaginaire de la grandeur considérée). En utilisant les relations de récurrence (à partir des expressions associée à la partie réelle et la partie imaginaire de $v(n)$), et de $w_{\text{opt}}(n)$), on obtient alors un système d'équations linéaires dont la solution donne (B.7).

B.2 Obtention du pas Optimal

L'expression du RSBI asymptotique, décrit dans (3.19), en combinant avec l'expression du facteur de pollution $Q(B, A, \mu, \delta_\omega, \sigma_\xi^2)$ décrit dans (3.20) est donc finalement

$$\begin{aligned} \text{RSBI}_{\text{asympt}} = -10 \log_{10} & \left[\frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2} + \frac{A^2(\sigma_\xi^2 + \delta_\omega^2)}{\mu B^2 \sigma_{x_b}^2 (2 - \mu B^2)} \right. \\ & \left. + \frac{2A^2(1 - \mu B^2)\delta_\omega^2(\mu B^2 \delta_\omega^2 - \delta_\omega^2 + \mu B^2)}{\mu B^2(\mu^2 B^4 \delta_\omega^2 - 2\mu B^2 \delta_\omega^2 + \mu^2 B^4)\sigma_{x_b}^2 (2 - \mu B^2)} \right]. \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Pour l'établissement du pas optimal on suppose

- ★ un faible décalage de fréquence : $\delta_\omega \ll 1$
- ★ un bruit de phase Brownien avec une faible variance de bruit d'état : $\sigma_\xi^2 \ll 1$
- ★ le pas de l'algorithme petit devant 1 : $\mu B^2 \ll 1$

et sous ces hypothèses, l'expression du RSBI peut être approchée par

$$\text{RSBI}_{\text{asympt}} \approx -10 \log_{10} \left[\frac{\mu B^2}{2} + \frac{A^2 \delta_\omega^2}{\mu^2 B^4 \sigma_{x_b}^2} + \frac{A^2 \sigma_\xi^2}{2\mu B^2 \sigma_{x_b}^2} \right]. \quad (\text{B.9})$$

L'expression du pas optimal s'obtient par maximisation de l'expression précédente. On définit donc la fonctionnelle à maximiser, notée $S_{\text{spur}}(\mu)$ et définit par

$$\begin{aligned} S_{\text{spur}}(\mu) &= \frac{\partial \text{SNIR}_{\text{comp}}^{\text{lin}}}{\partial \mu} \\ &= \frac{B^2}{2} - \frac{2A^2 \delta_\omega^2}{B^4 \sigma_{x_b}^2 \mu^3} - \frac{A^2 \sigma_\xi^2}{2\sigma_{x_b}^2 B^2 \mu^2}. \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

La valeur optimale du pas est obtenue par $S(\mu_{\text{opt}}) = 0$, ce qui d'après l'équation précédente implique

$$-B^6 \sigma_{x_b}^2 \mu_{\text{opt}}^3 + B^2 A^2 \sigma_\xi^2 \mu_{\text{opt}} + 4A^2 \delta_\omega^2 = 0. \quad (\text{B.11})$$

La résolution du polynôme précédent conduit à l'expression du pas optimal décrite dans (3.22). Il est également à noter que l'on retrouve les expressions des pas optimaux en présence de décalage de fréquence seul décrit dans (3.29), et en présence de bruit de phase seul décrit dans (3.33) à partir de ce polynôme, en fixant la valeur des bon paramètres à 0.

B.3 Démonstration fréquentielle du RSBI en présence de décalage de fréquence

L'expression du RSBI asymptotique en présence uniquement de décalage de fréquence s'obtient en fixant la variance du bruit d'état du bruit de phase à 0 dans l'expression (3.19), et conduit à l'expression décrite dans (3.28). On a montré l'analogie entre l'algorithme LMS piloté par une référence image de la spur, et une approche filtrage coupe bande par l'intermédiaire de l'expression en z du filtre passe-bas L qui filtre $d(n)u^*(n)$ proposée dans (3.24), ou par l'intermédiaire de l'expression en z du filtre global coupe-bande $H(z)$ décrite dans (3.26).

On peut obtenir l'expression du RSBI asymptotique dans le cas du décalage de fréquence en exprimant l'impact du filtrage sur le signal, sans passer par l'expression récursive du désalignement. On exprime l'erreur d'estimation après application du filtrage $L(z)$ et avant re-translation du spectre du signal :

$$\epsilon_{\text{BB}}(n) = [x(n) + b(n) - e(n)] u^*(n) . \quad (\text{B.12})$$

Exprimons alors la transformation en z de ce signal, en utilisant la transformée en z de L exprimée en (3.24) :

$$\begin{aligned} E_{\text{BB}}(z) &= S(z) * U^*(z) - B^2 W(z) \\ &= S(z) * U^*(z) - B^2 L(z) [D(z) * U^*(z)] . \end{aligned}$$

$D(z)$ se déduit de l'expression de l'observation $d(n)$ donnée en (3.3) :

$$E_{\text{BB}}(z) = -B^2 L(z) [X(z) * U^*(z)] + [1 - B^2 L(z)] [S(z) * U^*(z)] . \quad (\text{B.13})$$

De (B.13), on en déduit l'expression de la variance d'estimation :

$$\begin{aligned} \sigma_{\epsilon_{\text{BB}}}^2 &= \sigma_{x_b}^2 B^4 T \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |L(e^{2j\pi fT})|^2 df \\ &+ \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |1 - B^2 L(e^{2j\pi fT})|^2 \Gamma_{su^*}(f) df . \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

On retrouve ici la présence d'un terme statique et d'un terme dynamique : le premier terme dépend du signal utile bruité. Une telle décomposition et expression en fréquence de la variance d'estimation d'un paramètre dynamique bruité, fonction de la fonction de transfert [ici $L(e^{j2\pi fT})$] de l'algorithme adaptatif est courante notamment dans l'étude des performances des PLL ou d'algorithmes assimilés [Ghandour-Haidar et al., 2012, Shu et al., 2014, Shu, 2013, Ros et al., 2014]. Au vu des hypothèses réalisées sur ce signal, sa densité spectrale de puissance est constante et vaut $\sigma_{x_b}^2 T$. Le second terme correspond à l'erreur dynamique reliée ici au décalage de fréquence, et où $\Gamma_{su^*}(f)$ correspond à la densité spectrale de puissance de la spur ramenée en bande de base, et qui est donc un dirac à la fréquence δ_ω (puisque on a supposé l'absence de bruit de phase).

En utilisant les travaux de [Winkelstein, 1981], on obtient

$$\int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |L(e^{2j\pi fT})|^2 = \frac{\mu}{B^2(2 - \mu B^2)} . \quad (\text{B.15})$$

Par ailleurs, le filtre $1 - B^2 L$ est un filtre passe haut dont la transformée en z s'exprime comme étant

$$1 - L(z) = \frac{z - 1}{z - 1 + \mu B^2} . \quad (\text{B.16})$$

$\Gamma_{su^*}(f)$ étant un dirac à δ_ω et en supposant $\delta_\omega \ll \mu B^2$, il vient

$$\int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |1 - B^2 L(e^{2j\pi fT})|^2 \Gamma_{su^*}(f) df \approx \frac{A^2 \delta_\omega^2}{\mu^2 B^4} . \quad (\text{B.17})$$

En réunissant (B.15), et (B.17) dans (B.14), l'expression finale de la variance asymptotique en présence de décalage de fréquence est finalement

$$\sigma_e^2 \approx \left(\frac{A\delta_\omega}{\mu B^2} \right)^2 + \sigma_{x_b}^2 \frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2} , \quad (\text{B.18})$$

qui donne finalement un RSBI asymptotique de même expression que celle décrite dans (3.28), et obtenue par simplification de (3.19), elle même dérivée à partir de l'expression récursive du désalignement.

B.4 Performances asymptotiques des structures multi-spurs.

Dans cette partie, on s'intéresse aux performances asymptotiques des structures de compensation de spur dédiées à la suppression de plusieurs spurs, suivant le modèle décrit dans la partie 3.3.1. On rappelle l'expression du modèle de pollution issu de (3.45) et (3.46) :

$$d(n) = x_b(n) + \sum_{i=1}^P A_i e^{j(\omega_i - \delta_{\omega_i})n + j\phi_{0i} + j\phi_i(n)} , \quad (\text{B.19})$$

où les pulsations des spurs ω_i sont connues et supposée toutes distinctes. On génère les références associées (3.47)

$$u_i(n) = B_i e^{j\omega_i n + j\phi_{Ri}} . \quad (\text{B.20})$$

La création d'une structure capable de compenser les P spurs peut se faire de différentes manières

- Un algorithme LMS vectoriel de P coefficients, pilotée par une référence unique $U(n) = \sum_{i=1}^P u_i(n)$. Cette solution, quoique fonctionnelle est loin d'être efficiente puisque cette structure souffre d'un très mauvais conditionnement. En conséquence, les performances de cette structure sont en deçà de ce que l'on peut avoir avec les autres méthodes.
- Une structure successive appelée SIC-LMS : A partir du bloc mono-spur, on met en cascade P blocs, où chaque sortie du bloc i est l'entrée du bloc $i + 1$. Ce système est valable du fait de l'hypothèse d'unicité de chacune des pulsations en présence,
- Une structure Parallèle appelée PIC-LMS : Chacune des spurs est compensée par un bloc mono-spur et la mise à jour des coefficients $w_i(n)$ se fait en parallèle. Le signal $e(n)$ utilisé en retro-action est issu de la sortie après compensation des P spurs.

Dans les parties suivantes, on étudie les performances de la structure successive, et de la structure parallèle. Dans le cas de la structure successive, on se placera dans un cas un peu plus simple, sans imperfections afin de limiter la lourdeur des calculs.

B.4.1 Performances de la structure Successive

La structure de compensation successive des spurs, ou SIC-LMS, est présentée sur la figure B.1.

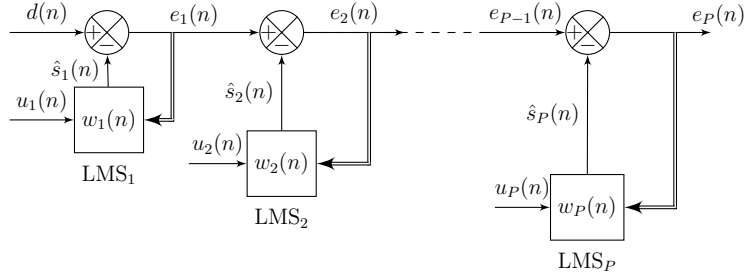


FIGURE B.1 – Synoptique de la structure de compensation successive de P spurs dans un terminal RF.

Chaque bloc prend en entrée la sortie du bloc précédent, et utilise son propre signal compensé $e_i(n)$ pour la boucle de rétroaction. Le premier bloc prend le signal d'observation $d(n)$ en entrée, et le dernier bloc génère le signal $e_P(n) = e(n)$, qui est le signal après compensation des P spurs. Pour le calcul des performances asymptotiques de cette structure, on suppose qu'il n'y a pas de décalage de fréquence ni de bruit de phase. En effet, on sera amené à comparer les performances de cette structures avec celle de la structure parallèle, et on montrera que la structure SIC-LMS est moins adapté aux contexte d'implémentation que la structure PIC-LMS. Or pour ce résultat, se placer dans le cadre idéal de l'absence d'imperfections suffit. Par ailleurs, on suppose que les blocs ont tous le même pas de fonctionnement μ .

Cas avec 2 spurs

On cherche à exprimer le RSBI après application de l'algorithme, dans le cadre de la présence de 2 spurs. La démonstration se fait en 2 étapes, correspondant à l'état du système après chacun des étages. On introduit la grandeur $e_1(n)$, sortie du premier filtre LMS, et $e(n)$ la sortie du second filtre LMS et donc du filtre global complet. Les autres grandeurs sont telles que décrites précédemment.

Premier Étage :

Le premier filtre LMS a donc la forme suivante :

$$\begin{aligned} y_1(n) &= w_1(n)u_1(n) \\ e_1(n) &= d(n) - y_1(n) \\ w_1(n+1) &= w_1(n) + \mu u_1^*(n) e_1(n) \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

dont le filtre $w_1(n)$ converge asymptotiquement vers le filtre optimal, qui en absence d'imperfections, à partir de (3.11) :

$$w_{\text{opt}}^1 = \frac{A_1}{B_1} e^{-j(\phi_1^R - \phi_1)} , \quad (\text{B.22})$$

et on note $v_1(n)$ l'erreur par rapport à la solution optimale du premier étage (3.15). L'erreur après le premier étage a donc l'expression suivante :

$$\begin{aligned} e_1(n) &= d(n) - w_1(n)u_1(n) \\ e_1(n) &= d(n) - w_{\text{opt}}^1 u_1(n) - [w_1(n) - w_{\text{opt}}^1] u_1(n) \\ e_1(n) &= d(n) - w_{\text{opt}}^1 u_1(n) - v_1(n) u_1(n) . \end{aligned}$$

En remplaçant $d(n)$ par son expression dans le cas de 2 spurs, et puisque $s_1(n) = w_{\text{opt}}^1 u_1(n) \quad \forall n$ on obtient :

$$e_1(n) = x_b(n) + s_2(n) - v_1(n)u_1(n) . \quad (\text{B.23})$$

A partir de l'expression de l'erreur de (B.23), on peut trouver l'expression de la mise à jour du filtre $w_1(n)$ en fonction de $x_b(n)$ et de $s_2(n)$:

$$w_1(n) = w_1(n) + \mu u_1^*(n)x_b(n) + \mu u_1^*(n)s_2(n) - \mu B_1^2 v_1(n) .$$

On peut alors exprimer l'évolution récursive de $v_1(n)$, en faisant les mêmes hypothèses que celles exprimées dans la partie 3.1.2 :

$$v_1(n+1) = (1 - \mu B_1^2)v_1(n) + \mu u_1^*(n)x_b(n) + \mu u_1^*(n)s_2(n) .$$

Le premier objectif est donc de quantifier la puissance de sortie après le premier étage. Plus encore, il s'agit de trouver la puissance résiduelle de la spur 1 après le premier étage. Et d'après (B.23) la puissance de la sortie vaut :

$$P_{e_1} = \sigma_{x_b}^2 + P_{s_2} + B_1^2 E[|v_1|^2(n)] .$$

En considérant le régime asymptotique ($E[|v_1(n)|^2] = E[|v_1(n+1)|^2]$), on obtient

$$\begin{aligned} E[|v_1(n)|^2] &= (1 - \mu B_1^2)^2 E[|v_1(n)|^2] + \mu^2 B_1^2 P_{x_b} + \mu^2 B_1^2 P_{s_2} \\ E[|v_1|^2] &= \frac{\mu(P_{x_b}^2 + P_{s_2})}{2 - \mu B_1^2} . \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

On peut donc maintenant définir 2 éléments du premier étage :

- Le RSBI compensé du premier étage, qui correspond au log du rapport entre la puissance du désalignement induit par le premier étage et la puissance du signal,
- La puissance résiduelle de la spur compensée par ce premier étage.

On obtient :

$$\begin{aligned} \text{RSBI}_{\text{comp}}^1 &= -10 \log_{10} \left(\frac{\mu B_1^2 (1 + 10^{\frac{-RSBI_2}{2}})}{2 - \mu B_1^2} + 10^{\frac{-RSBI_2}{2}} \right) \\ P_{\epsilon_1} &= \frac{\mu B_1^2 (\sigma_{x_b}^2 + P_{s_2})}{2 - \mu B_1^2} . \end{aligned}$$

On peut réorganiser l'expression précédente pour faire apparaître 3 termes distincts :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}}^1 = -10 \log_{10} \left(\frac{\mu B_1^2}{2 - \mu B_1^2} + \frac{\mu B_1^2 \cdot 10^{\frac{-RSBI_2}{2}}}{2 - \mu B_1^2} + 10^{\frac{-RSBI_2}{2}} \right) \quad (\text{B.25})$$

- Le premier terme en $\frac{\mu B_1^2}{2 - \mu B_1^2}$ correspond au régime statique du premier étage associé à la présence du signal utile bruité,
- Le second terme $\frac{\mu B_1^2 \cdot 10^{\frac{-RSBI_2}{2}}}{2 - \mu B_1^2}$ correspond à l'impact du régime statique de la seconde spur sur la structure d'annulation de la première spur.

Les deux premiers termes peuvent être vus comme modélisant le régime statique global du premier étage, associé à la présence du signal utile et de la seconde spur.

- Le troisième terme $10^{\frac{-RSBI_2}{2}}$ modélise l'impact de la seconde spur (non compensée par le premier étage de la structure) sur l'erreur d'estimation décrite en B23. Ainsi les performances asymptotiques du premier étage sont fonctions du désalignement (dont le calcul fait apparaître les deux premiers termes de B.25) et de la seconde spur en présence (troisième terme).

Second étage :

Le second étage correspond donc à l'application du LMS sur le signal e_1 . Ce signal a la forme suivante :

$$e_1(n) = x_b(n) + s_2(n) + \epsilon_1(n) , \quad (\text{B.26})$$

où $\epsilon_1(n)$ est le signal résiduel de la spur 1, de puissance P_{ϵ_1} qui vaut :

$$P_{\epsilon_1} = \frac{\mu B_1^2 (\sigma_{x_b}^2 + P_{s_2})}{2 - \mu B_1^2} . \quad (\text{B.27})$$

On applique à ce signal l'algorithme du second étage :

$$\begin{aligned} y_2(n) &= w_2(n)u_2(n) \\ e_2(n) &= e_1(n) - y_2(n) \\ w_2(n+1) &= w_2(n) + \mu u_2^*(n) e_2(n) \end{aligned} \quad (\text{B.28})$$

On remarque donc que le formalisme de la démonstration sera exactement le même, seules les expressions des puissances vont changer. On montre donc de la même façon que :

$$\begin{aligned} w_2(n) &= w_2(n) + \mu u_2^*(n)x_b(n) + \mu u_2^*(n)\epsilon_1(n) - \mu B_2^2 v_2(n) \\ P_e &= \sigma_{x_b}^2 + P_{\epsilon_1} + B_2^2 E[|v_2(n)|^2] \\ v_2(n+1) &= (1 - \mu B_2^2)v_2(n) + \mu u_2^*(n)x_b(n) + \mu u_2^*(n)\epsilon_1(n) \\ E[|v_2|^2] &= \frac{\mu(\sigma_{x_b}^2 + P_{\epsilon_1})}{2 - \mu B_2^2} \end{aligned}$$

On peut donc dans un premier temps exprimer le RSBI compensé total en fonction de la puissance de ϵ_1 :

$$\begin{aligned} \text{RSBI}_{\text{comp}}^{\text{tot}} &= -10 \log_{10} \left(\frac{B^2 E[|v_2|^2]}{\sigma_{x_b}^2} + \frac{P_{\epsilon_1}}{\sigma_{x_b}^2} \right) \\ \text{RSBI}_{\text{comp}}^{\text{tot}} &= -10 \log_{10} \left(\frac{\mu B_2^2 (1 + \frac{P_{\epsilon_1}}{\sigma_{x_b}^2})}{2 - \mu B_2^2} + \frac{P_{\epsilon_1}}{\sigma_{x_b}^2} \right) \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$

On combine maintenant l'équation (B.27) avec l'expression du RSBI dans (B.29), et on obtient ainsi l'expression du RSBI compensé après le second étage :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}}^{\text{tot}} = -10 \log_{10} \left(\frac{2\mu B_1^2 + 2\mu B_2^2 - \mu^2 B_1^2 B_2^2}{(2 - \mu B_1^2)(2 - \mu B_2^2)} \right) \quad (\text{B.30})$$

Plusieurs interprétations peuvent être réalisées :

- Le RSBI est uniquement fonction des paramètres des références du signal,
- On remarque la symétrie du RSBI. Ceci permet notamment de conclure que l'ordre de traitement des spurs n'aura pas d'importance, puisque l'on peut échanger les 2 spurs. Ceci a un grand avantage car il permet d'avoir une architecture plus générique. Ceci s'explique par le fait que les deux spurs sont indépendantes, ce qui permet de commuter les traitements, ceux-ci ne filtrant que leur propre composante.

Cas avec P spurs

Dans cette partie, on s'appuie sur les résultats précédents pour trouver le RSBI compensé dans le cas général d'une perturbation à P spurs. Les P spurs sont toutes de fréquences connues. L'objectif de cette partie est de montrer que pour P spurs, et un filtrage à P étages, le niveau de RSBI obtenu vaut :

$$RSBI_{COMP}^P = -10 \log_{10} \left(\frac{\left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right)}{\prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_\alpha^2)} \right) \quad (B.31)$$

Avec C_α^P la somme des Produits Croisés de taille α .

$$\begin{cases} C_0^P &= 1 \\ C_1^P &= \sum_{i=1}^P B_i^2 \\ C_2^P &= \sum_{i=1}^P \sum_{j=1, j \neq i}^P B_i^2 B_j^2 \\ C_3^P &= \sum_{i=1}^P \sum_{j=1, j \neq i}^P \sum_{k=1, k \neq i, k \neq j}^P B_i^2 B_j^2 B_k^2 \end{cases} \quad (B.32)$$

On montre que C_α^P est alors une somme de $\binom{P}{\alpha}$ éléments.

On vérifie tout d'abord que pour 2 spurs, (B.31) devient bien (B.30), on peut donc maintenant appliquer une démonstration par récurrence, afin d'obtenir l'expression générale.

Hypothèse : On considère un signal $x_b(n)$ pollué par P spurs de fréquences connues et toutes différentes. On applique une structure SIC-LMS de P étages avec P références aux fréquences polluantes. Le RSBI compensé après application des P étages vaut alors : (B.31). On suppose que l'entrée $x_b(n)$ est polluée par une $(P+1)^{eme}$ spur supplémentaire ; de fréquence connue. On a accès à une $P+1^{eme}$ référence, d'amplitude B_{P+1} .

On a donc appliqué les P premières compensations, et on applique un algorithme LMS sur le signal compensé.

Application de l'algorithme LMS au $(P+1)^{eme}$ bloc

Ici, l'entrée $d(n)$ est en fait la sortie du P^{ieme} filtre, soit $e_P(n)$. Le filtrage LMS associé est donc :

$$\begin{aligned} y_{P+1}(n) &= w_{P+1}(n) u_{P+1}(n) \\ e_{P+1}(n) &= e_P(n) - y_{P+1}(n) \\ w_{P+1}(n+1) &= w_{P+1}(n) + \mu u_{P+1}^*(n) e_{P+1}(n) \end{aligned} \quad (B.33)$$

L'expression de $e_P(n)$ correspond au signal utile additionné aux P signaux pollués compensés par les P étages. L'ensemble de ces signaux pollués résiduels sont notés ϵ_{tot}^P . On a donc

$$\epsilon_{\text{tot}}^P(n) = \sum_{i=1}^P \epsilon_i(n) \quad (\text{B.34})$$

Où ϵ_i est le résidu du i^{eme} filtre, puisque chacun des ϵ_i est laissé invariant par les filtres w_j si $i \neq j$. En supposant la décorrélation de chacun des résidus, on a

$$P_{\epsilon_{\text{tot}}^P} = \sum_{i=1}^P P_{\epsilon_i} \quad (\text{B.35})$$

Et par ailleurs,

$$e_P(n) = x_b(n) + s_{P+1}(n) + \epsilon_{\text{tot}}^P(n) \quad (\text{B.36})$$

De manière très similaire à ce qui a été fait avant, on montre successivement les résultats suivants :

$$\begin{aligned} e_{P+1}(n) &= x_b(n) + \epsilon_{\text{tot}}^P(n) - v_{P+1}(n)u_{P+1}(n) \\ P_{e_{P+1}} &= \sigma_{x_b}^2 + P_{\epsilon_{\text{tot}}^P} + B_{P+1}^2 E[|c_{P+1}|^2] \\ E[|c_{P+1}|^2] &= (1 - \mu B_{P+1}^2)^2 E[|c_{P+1}|^2] + \mu^2 B_{P+1}^2 \sigma_{x_b}^2 + \mu^2 B_{P+1}^2 P_{\epsilon_{\text{tot}}^P} \end{aligned}$$

RSBI Compensé à l'étage $P+1$:

Ce qui permet de définir le RSBI compensé à l'étage $P+1$:

$$\text{RSBI}_{\text{comp}}^{P+1} = -10 \log_{10} \left(\frac{\mu B_{P+1}^2 (1 + \frac{P_{\epsilon_{\text{tot}}^P}}{\sigma_{x_b}^2})}{2 - \mu B_{P+1}^2} + \frac{P_{\epsilon_{\text{tot}}^P}}{\sigma_{x_b}^2} \right) \quad (\text{B.37})$$

Or,

$$\frac{P_{\epsilon_{\text{tot}}^P}}{\sigma_{x_b}^2} = 10^{\frac{-\text{RSBI}_{\text{COMP}}^P}{10}} \quad (\text{B.38})$$

Ce qui revient à partir de l'hypothèse de récurrence formulée dans (B.31) à

$$\frac{P_{\epsilon_{\text{tot}}^P}}{\sigma_{x_b}^2} = \frac{\left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right)}{\prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_\alpha^2)} \quad (\text{B.39})$$

Il s'agit maintenant de substituer (B.39) dans (B.37).

Dans un premier temps on met l'ensemble des expressions sous le même dénominateur :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}}^{P+1} = -10 \log_{10} \left(\frac{2 \left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right) + \mu B_{P+1}^2 \prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_\alpha^2)}{\prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_\alpha^2)} \right)$$

On extrait le numérateur.

$$\text{RSBI}_{\text{comp}}^{P+1} = -10 \log_{10} \left(\frac{G}{\prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_\alpha^2)} \right) \quad (\text{B.40})$$

Et on pose donc via (B.40)

$$G = 2 \left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right) + \mu B_{P+1}^2 \prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_\alpha^2) \quad (\text{B.41})$$

Simplification de l'expression de G :

On veut simplifier l'expression de G en montrant que :

$$G = 2 \left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right) + \mu B_{P+1}^2 \prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_\alpha^2) = \left(\sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^\alpha 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^{P+1} \right) \quad (\text{B.42})$$

Cette simplification se fait en plusieurs étapes :

Étape 1 : Montrons que $C_\alpha^{P+1} = C_\alpha^P + B_{P+1}^2 C_{\alpha-1}^P$

$$\begin{aligned} C_\alpha^{P+1} &= \sum_{i_1=1}^{P+1} \sum_{i_2=1, i_2 \neq i_1}^{P+1} \dots \sum_{i_\alpha, i_\alpha \neq i_1 \dots i_{\alpha-1}}^{P+1} B_{i_1}^2 \dots B_{i_\alpha}^2 \\ C_\alpha^{P+1} &= \sum_{i_1=1}^P \sum_{i_2=1, i_2 \neq i_1}^P \dots \sum_{i_\alpha, i_\alpha \neq i_1 \dots i_{\alpha-1}}^P B_{i_1}^2 \dots B_{i_\alpha}^2 \\ &\quad + B_{P+1}^2 \sum_{i_1=1}^P \sum_{i_2=1, i_2 \neq i_1}^P \dots \sum_{i_{\alpha-1}, i_{\alpha-1} \neq i_1 \dots i_{\alpha-2}}^P B_{i_1}^2 \dots B_{i_{\alpha-1}}^2 \end{aligned}$$

Le premier terme correspond à C_α^P , et le second terme correspond à $C_{\alpha-1}^P$. On obtient donc :

$$C_\alpha^{P+1} = C_\alpha^P + B_{P+1}^2 C_{\alpha-1}^P \quad (\text{B.43})$$

Ceci est l'expression précédente, amenée au rang $P+1$, CQFD.

Étape 2 : Insertion du résultat dans (B.42)

Si on considère le membre de droite de l'équation (B.42) :

$$H = \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^\alpha 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^{P+1} \quad (\text{B.44})$$

On peut alors remplacer C_α^{P+1} par l'équation (B.43), on obtient alors :

$$\begin{aligned} H &= \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^\alpha 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} (C_\alpha^P + B_{P+1}^2 C_{\alpha-1}^P) \\ &= \left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right) + B_{P+1}^2 \left(\sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^\alpha 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P \right) \\ &= 2 \left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right) + B_{P+1}^2 \mu \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha-1} 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P \end{aligned}$$

On somme le premier élément de H que jusqu'à P puisque le terme $C_{P+1}^P = 0$. En égalisant ce résultat avec la partie droite de (B.42), il s'agit donc de montrer que :

$$\prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_{\alpha}^2) = \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha-1} 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P \quad (\text{B.45})$$

Étape 3 : Démonstration de (B.45)

On vient donc de montrer que démontrer (B.42) revenait à démontrer (B.45). On va donc démontrer cette relation par récurrence. En effet, si $P = 2$, le résultat donné par (B.45) est exact. En effet, si $P=2$, alors :

$$\prod_{\alpha=1}^2 (2 - \mu B_{\alpha}^2) = (2 - \mu B_1^2)(2 - \mu B_2^2) = \mu^2 B_1^2 B_2^2 - 2\mu B_2^2 - 2\mu B_1^2 + 4$$

Or le membre de droite de (B.45) pour 2 spurs donne :

$$\sum_{\alpha=1}^3 \mu^{\alpha-1} 2^{3-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^2 = 2^2 C_0^2 - \mu 2 C_1^2 + \mu^2 2 C_2^2$$

Avec

$$\begin{cases} C_0^2 &= 1 \\ C_1^2 &= B_1^2 + B_2^2 \\ C_2^2 &= B_1^2 B_2^2 \end{cases} \quad (\text{B.46})$$

Donc, en réinjectant, on obtient :

$$\begin{aligned} \sum_{\alpha=1}^3 \mu^{\alpha-1} 2^{3-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^2 &= 4 - \mu 2(B_1^2 + B_2^2) + \mu^2 2 B_1^2 B_2^2 \\ &= (2 - \mu B_1^2)(2 - \mu B_2^2) \end{aligned}$$

Hypothèse : On suppose que

$$\prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_{\alpha}^2) = \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha-1} 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P \quad (\text{B.47})$$

Et on se propose de calculer $\prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_{\alpha}^2)$.

$$\begin{aligned} \prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_{\alpha}^2) &= (2 - \mu B_{P+1}^2) \prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_{\alpha}^2) \\ &= (2 - \mu B_{P+1}^2) \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha-1} 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P \\ &= \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha-1} 2^{P+2-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P + \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha} 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha} B_{P+1}^2 C_{\alpha-1}^P \end{aligned}$$

Dans le second terme, on remplace α par $\beta = 1 + \alpha$.

$$\prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_{\alpha}^2) = \sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha-1} 2^{P+2-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P + \sum_{\beta=2}^{P+2} \mu^{\beta-1} 2^{P+2-\beta} (-1)^{\beta-1} B_{P+1}^2 C_{\beta-2}^P$$

En terme d'indice, l'expression précédente est équivalente à :

$$\prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_{\alpha}^2) = \sum_{\alpha=1}^{P+2} \mu^{\alpha-1} 2^{P+2-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha-1}^P + \sum_{\beta=1}^{P+2} \mu^{\beta-1} 2^{P+2-\beta} (-1)^{\beta-1} B_{P+1}^2 C_{\beta-2}^P$$

Puisque $C_{P+1}^P = 0$ (ajout du premier terme) et que $C_{-1}^P = 0$ pour le second terme. On a donc finalement :

$$\begin{aligned} \prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_{\alpha}^2) &= \sum_{\gamma=1}^{P+2} \mu^{\gamma-1} 2^{P+2-\gamma} (-1)^{\gamma-1} C_{\gamma-1}^P + \mu^{\gamma-1} 2^{P+2-\gamma} (-1)^{\gamma-1} B_{P+1}^2 C_{\gamma-2}^P \\ &= \sum_{\gamma=1}^{P+2} \mu^{\gamma-1} 2^{P+2-\gamma} (-1)^{\gamma-1} (C_{\gamma-1}^P + B_{P+1}^2 C_{\gamma-2}^P) \end{aligned}$$

Et on a vu d'après l'équation (B.43) que

$$C_{\gamma-1}^{P+1} = C_{\gamma-1}^P + B_{P+1}^2 C_{\gamma-2}^P$$

On obtient donc finalement avec les deux dernières équations :

$$\prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_{\alpha}^2) = \sum_{\gamma=1}^{P+2} \mu^{\gamma-1} 2^{P+2-\gamma} (-1)^{\gamma-1} C_{\gamma-1}^{P+1} \quad (\text{B.48})$$

Ceci valide notre hypothèse de récurrence. Ceci signifie que l'équation (B.42) est exacte, et on a donc :

$$G = \left(\sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha} 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha}^{P+1} \right) \quad (\text{B.49})$$

Donc en remplaçant (B.49) dans (B.40) on a

$$\text{RSBI}_{\text{comp}}^{P+1} = -10 \log_{10} \left(\frac{\left(\sum_{\alpha=1}^{P+1} \mu^{\alpha} 2^{P+1-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_{\alpha}^{P+1} \right)}{\prod_{\alpha=1}^{P+1} (2 - \mu B_{\alpha}^2)} \right) \quad (\text{B.50})$$

Avec C_{α}^{P+1} la somme des Produits Croisés de taille α

$$\begin{cases} C_0^P &= 1 \\ C_1^P &= \sum_{i=1}^P B_i^2 \\ C_2^P &= \sum_{i=1}^P \sum_{j=1, j \neq i}^P B_i^2 B_j^2 \\ C_3^P &= \sum_{i=1}^P \sum_{j=1, j \neq i}^P \sum_{k=1, k \neq i, k \neq j}^P B_i^2 B_j^2 B_k^2 \end{cases} \quad (\text{B.51})$$

Ceci correspond donc bien à l'équation (B.31) pour $P+1$ étages, CQFD.

Conclusion :

Dans le cadre d'un signal pollué par P harmoniques, de fréquences toutes différentes, auquel on applique une structure SIC-LMS, c'est-à-dire un ensemble de P filtres LMS d'ordre 1, chacun alimenté par l'une des P références d'amplitude B_i , Le RSBI compensé, après application de ces filtres a l'expression suivante :

$$\text{RSBI}_{\text{COMP}}^P = -10 \log_{10} \left(\frac{\left(\sum_{\alpha=1}^P \mu^\alpha 2^{P-\alpha} (-1)^{\alpha-1} C_\alpha^P \right)}{\prod_{\alpha=1}^P (2 - \mu B_\alpha^2)} \right) \quad (\text{B.52})$$

Avec C_α^P la somme des Produits Croisés de taille α .

$$C_0^P = 1$$

$$C_1^P = \sum_{i=1}^P B_i^2$$

$$C_2^P = \sum_{i=1}^P \sum_{j=1, j \neq i}^P B_i^2 B_j^2$$

$$C_3^P = \sum_{i=1}^P \sum_{j=1, j \neq i}^P \sum_{k=1, k \neq i, k \neq j}^P B_i^2 B_j^2 B_k^2$$

On peut alors valider l'expression théorique (B.52) par des simulations pour un nombre de spurs donné.

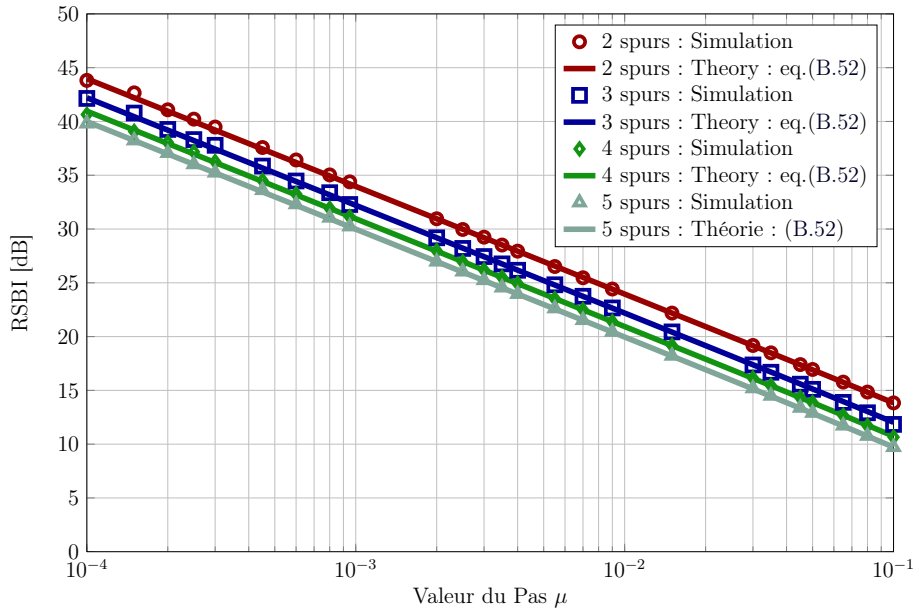


FIGURE B.2 – Évolution simulée et théorique (B.52) du RSBI asymptotique pour la structure SIC-LMS dans le cas de 2 à 5 spurs.

B.4.2 Performance de la structure Parallèle

La partie précédente, dédiée aux performances de la structure successive ont permis de mettre en évidence que l'ordre de traitement de la compensation des spurs n'a pas d'importance, du fait de la décorrélation entre celles-ci. Ainsi, il peut être intéressant de dériver une autre structure où l'ensemble des traitements se font en parallèle, c'est-à-dire en utilisant le même signal pour tout les retro-actions, et en mettant à jour les coefficients $w_i(n)$ en même temps dans les P blocs. Le synoptique de cette structure est présenté sur la figure B.3.

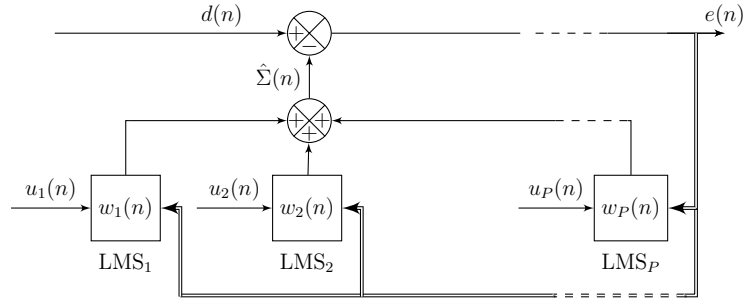


FIGURE B.3 – Synoptique de l'implémentation parallèle du suppressor de P spurs.

L'algorithme suivant le formalisme parallèle est donc le suivant :

$$\begin{aligned}\Sigma(n) &= \sum_{i=1}^P w_i(n)u_i(n) \\ e(n) &= d(n) - \Sigma(n) \\ w_i(n+1) &= w_i(n) + \mu_i u_i^*(n)e(n) \forall i\end{aligned}$$

En introduisant le désalignement $v_i(n)$ pour chacun des blocs, qui est défini selon (3.15), la sortie de l'algorithme peut s'exprimer comme étant :

$$e(n) = x_b(n) - \sum_{i=1}^P v_i(n)u_i(n) \quad (\text{B.53})$$

L'estimation du RSBI asymptotique défini dans (3.8), pour P étages on obtient

$$\text{RSBI}_P = -10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^P B_i^2 E[v_i^2]}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (\text{B.54})$$

Pour chacun des blocs, on peut alors exprimer récursivement le désalignement en utilisant (B.3), (3.15), (3.50) et (B.4) :

$$v_i(n+1) = v_i(n) + \mu_i u_i^*(n)x_b(n) - w_{\text{opt}_i}(n)[j\xi_i(n) - j\delta_{\omega_i}] - \sum_{j=1}^P \mu B_i B_j v_j(n) \quad , \forall i \in [1; P] . \quad (\text{B.55})$$

En supposant encore la décorrélation entre les différents désalignements, on peut alors exprimer le désalignement quadratique moyen du bloc i , et ce pour chacun des blocs :

$$E[|v_i|^2] = \frac{\mu_i \sigma_{x_b}^2}{2 - \mu_i B_i^2} + \frac{Q_i(B_i, A_i, \mu_i, \delta_{\omega_i}, \sigma_{\xi_i}^2)}{\mu B_i^2 (2 - \mu B_i^2)} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^P \left[\frac{\mu_i B_j^2 E[|v_j|^2]}{2 - \mu_i B_i^2} \right]. \quad (\text{B.56})$$

Depuis (B.4.1), le problème peut être alors formulé matriciellement

$$\begin{pmatrix} 2 - \mu_1 B_1^2 & \dots & -\mu_1 B_P^2 \\ -\mu_2 B_1^2 & \dots & -\mu_2 B_P^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\mu_P B_1^2 & \dots & 2 - \mu_P B_P^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E[|v_1|^2] \\ E[|v_2|^2] \\ \vdots \\ E[|v_P|^2] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu_1 \sigma_{x_b}^2 \\ \mu_2 \sigma_{x_b}^2 \\ \vdots \\ \mu_P \sigma_{x_b}^2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{Q_1(B_1, A_1, \mu_1, \delta_{\omega_1}, \sigma_{\xi_1}^2)}{\mu B_1^2} \\ \frac{Q_2(B_2, A_2, \mu_2, \delta_{\omega_2}, \sigma_{\xi_2}^2)}{\mu B_2^2} \\ \vdots \\ \frac{Q_P(B_P, A_P, \mu_P, \delta_{\omega_P}, \sigma_{\xi_P}^2)}{\mu B_P^2} \end{pmatrix}.$$

Et ce système peut être résolu puisqu'il conduit à la même expression pour chacune des puissances des désalignements :

$$E[|v_i|^2] = \frac{\mu_i \sigma_{x_b}^2}{2 - \sum_{j=1}^P \mu_j B_j^2} + \frac{\frac{1}{2} \sum_{j=1}^P Q_j(B_j, A_j, \mu_j, \delta_{\omega_j}, \sigma_{\xi_j}^2)}{2 - \sum_{j=1}^P \mu_j B_j^2} + \frac{Q_i(\sigma_{\xi_i}^2, \delta_{\omega_i})}{2\mu_i B_i^2}. \quad (\text{B.57})$$

En reprenant (B.57) dans (B.54), on obtient

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^P B_i^2 E[|v_i(n)|^2] &= \frac{\sigma_{x_b}^2 \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2}{2 - \sum_{j=1}^P \mu_j B_j^2} + \frac{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^P B_i^2 \sum_{j=1}^P Q_j(B_j, A_j, \mu_j, \delta_{\omega_j}, \sigma_{\xi_j}^2)}{2 - \sum_{j=1}^P \mu_j B_j^2} \\ &\quad + \frac{\sum_{i=1}^P Q_i(B_i, A_i, \mu_i, \delta_{\omega_i}, \sigma_{\xi_i}^2)}{2\mu_i}. \end{aligned}$$

Ce qui peut être simplifié en

$$\sum_{i=1}^P B_i^2 E[|v_i|^2] = \frac{\sigma_{x_b}^2 \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2}{2 - \sum_{j=1}^P \mu_j B_j^2} + \frac{\sum_{i=1}^P \frac{Q_i(B_i, A_i, \mu_i, \delta_{\omega_i}, \sigma_{\xi_i}^2)}{\mu_i}}{(2 - \sum_{j=1}^P \mu_j B_j^2)}. \quad (\text{B.58})$$

En réinsérant (B.58) dans (B.54), on obtient finalement l'expression du RSBI asymptotique pour la structure parallèle à P spurs, en présence d'imperfections :

$$\text{RSBI}_{\text{PaLMS}_{[P]}} = -10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2}{2 - \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2} + \frac{\sum_{i=1}^P \frac{Q_i(A_i, B_i, \mu_i, \delta_{\omega_i}, \sigma_{\xi_i}^2)}{\mu_i^2}}{\sigma_{x_b}^2 (2 - \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2)} \right]. \quad (\text{B.59})$$

B.4.3 Comparaison des Structures

On a décrit les performances asymptotiques des deux structures, qu'il faut maintenant comparer. Le formalisme de la structure parallèle est ici plus générique puisqu'il s'exprime

en fonction de pas différents pour chaque étage μ_i et en fonction des imperfections modélisée de la spur, puisque dépendante des facteurs de pollution $Q_i(B_i, A_i, \mu_i, \delta\omega_i, \sigma_{\xi_i}^2)$. Pour retomber sur le cas de figure notamment présenté dans la figure B.2, il faut donc supposer $\mu_i = \mu \forall i$ et $Q_i(B_i, A_i, \mu_i, \delta\omega_i, \sigma_{\xi_i}^2) = 0 \forall i$. En conséquence, les performances de la structure parallèle dans le cas simplifié devient alors

$$\text{RSBI}_{\text{PaLMS}_{[P]}} = -10 \log_{10} \left[\frac{\mu \sum_{i=1}^P B_i^2}{2 - \mu \sum_{i=1}^P B_i^2} \right]. \quad (\text{B.60})$$

On compare donc pour le même jeu de données (à savoir 4 spurs polluantes) les performances de la structure successive et de la structure parallèle sur la figure B.4 : Les performances sont plus que voisines, à tel point que l'on peut supposer que les expressions théoriques sont égales, mais que le formalisme de mise en forme ne permet pas de mettre ce phénomène en évidence, et permet de valider l'analogie des deux structures en terme de performances.

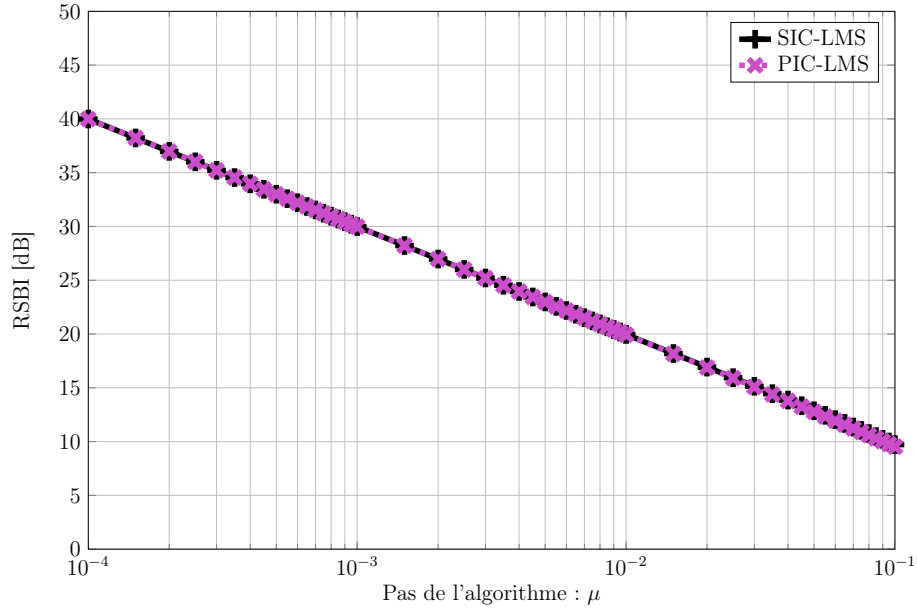


FIGURE B.4 – Comparaison des performances théoriques des architectures PIC-LMS et SIC-LMS pour 4 spurs polluantes validant l'analogie entre les deux méthodes.

On compare la complexité induite par chacune des structures dans la Table B.1

	Additions	Multiplications	Variables
SIC-LMS	$8 \cdot P$	$12 \cdot P$	$1 + 10 \cdot P$
PIC-LMS	$8 \cdot P$	$12 \cdot P$	$3 + 8 \cdot P$

TABEAU B.1 – Comparaison de la complexité des deux structures pour P spurs (après séparation entre la partie réelle et la partie imaginaire).

La complexité des deux structures est donc assez voisine, cependant la structure parallèle est plus adaptée à l'implémentation

- D’abord parce que la mutualisation du signal de sortie permet d’avoir moins de variables que la structure successive : à performances asymptotiques égales, c’est un critère de choix,
- La chaîne de compensation successive induit un retard de taille P directement liée au nombre de blocs de la chaîne, ce qui n’est pas le cas de la structure parallèle : en conséquence en terme de traitement en ligne, il est plus adapté de choisir la structure parallèle que la structure successive : c’est le choix qui est donc réalisé, et qui justifie une expression théorique plus générale.

B.5 Estimation du décalage de Fréquence par une structure d’estimation conjointe

Dans cet annexe on décrit l’algorithme d’estimation conjointe du gain complexe et du décalage de fréquence utilisé dans le cadre des manipulations sur l’architecture de radio logicielle. Cet annexe a pour but de démontrer les équations de récurrence qui permettent l’obtention du gain et du décalage de fréquence.

B.5.1 Principe et structure

On se place donc dans le cas où le décalage de fréquence est trop élevé pour qu’il puisse permettre de garantir des performances asymptotiques acceptables. Le cas présenté est donc un cas limite de la borne haute de l’évolution de δ_ω , et permet d’étendre en partie les résultats notamment de performances, lorsque le décalage rencontré est fort.

En présence de décalage de fréquence, la référence synthétisée image de la spur polluante est à une pulsation qui diffère de δ_ω avec la spur effectivement polluante. Cet écart est dû à la différence entre la pulsation *a priori* du pollueur, et sa pollution effective. Si ce décalage est trop important, on propose donc une structure qui vise à réaliser une estimation de ce décalage, de manière à générer une référence corrigée.

B.5.2 Formulation récursive de l’algorithme

On rappelle ici succinctement le modèle d’observation,

$$d(n) = x_b(n) + Ae^{j(\omega+\delta_\omega)n+j\phi_0+j\phi(n)} , \quad (\text{B.61})$$

ainsi que l’expression de la référence

$$u(n) = Be^{j\omega n+j\phi_R} . \quad (\text{B.62})$$

On propose donc une structure d’estimation conjointe dont le synoptique est présenté sur la figure B.5.

A partir de la référence initiale, on la multiplie par un coefficient de correction $\beta(n)$ (qui serait de manière optimale $\beta(n) = e^{j\delta_\omega n}$. Ce coefficient est obtenu de manière récursive à partir de l’estimation courante du décalage de fréquence $\hat{\delta}_\omega(n)$. A partir de ce coefficient, on génère une référence corrigée exprimée par

$$u_c(n) = u(n) \times \beta(n) \quad (\text{B.63})$$

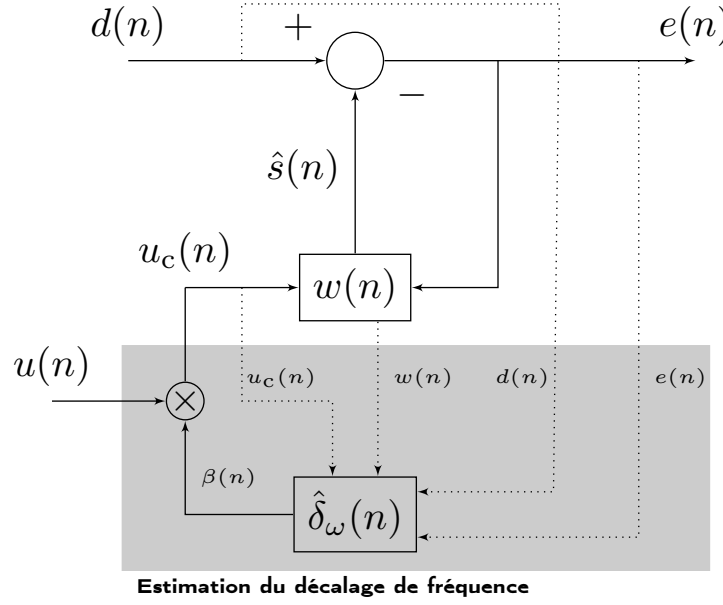


FIGURE B.5 – Structure d'estimation conjointe du gain complexe et du décalage de fréquence

avec

$$\beta(n) = e^{j\hat{\delta}_\omega(n) \times n} \quad (\text{B.64})$$

La mise à jour du coefficient de compensation $w(n)$ et l'estimée de la spur $\hat{s}(n)$ s'expriment alors à partir de cette référence corrigée

$$\hat{s}(n) = d(n) - w(n)u_c(n) \quad (\text{B.65})$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu u_c^*(n)e(n) \quad (\text{B.66})$$

L'obtention de l'estimation du décalage de fréquence se fait par l'intermédiaire d'une mise à jour par un gradient stochastique en utilisant la même fonction de coût que pour l'estimation de $w(n)$ à savoir la puissance instantanée du signal de sortie $J(n) = |e(n)|^2$. La mise à jour est la suivante

$$\hat{\delta}_\omega(n+1) = \hat{\delta}_\omega(n) - \eta \nabla_{\hat{\delta}_\omega} |e(n)|^2, \quad (\text{B.67})$$

où η est le pas de l'algorithme d'estimation de décalage de fréquence. La valeur de l'estimation du décalage de fréquence étant réelle, on a

$$\nabla_{\hat{\delta}_\omega} |e(n)|^2 = 2\Re\left\{e^*(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \hat{\delta}_\omega}\right\} \quad (\text{B.68})$$

$$= -w(n) \frac{\partial u_c(n)}{\partial \hat{\delta}_\omega} - u_c(n) \frac{\partial w(n)}{\partial \hat{\delta}_\omega} \quad (\text{B.69})$$

Par ailleurs, en supposant que la variation de l'estimation du décalage de fréquence est faible, on a $u_c(n) = u_c(n-1) \times e^{j\hat{\delta}_\omega(n)} e^{j\omega}$ ce qui conduit à

$$\frac{\partial u_c(n)}{\partial \hat{\delta}_\omega} \approx j u_c(n) \quad (\text{B.70})$$

On peut alors exprimer récursivement l'expression de la dérivée de $w(n)$ par rapport à l'estimation du décalage de fréquence, que l'on note $B(n)$, en utilisant l'équation de mise à jour de $w(n)$ réarrangée (en rassemblant les termes en $w(n)$)

$$w(n+1) = (1 - \mu B^2)w(n) + \mu u_c^*(n)d(n), \quad (\text{B.71})$$

Ce qui conduit à

$$B(n+1) = (1 - \mu B^2)B(n) - \mu j d(n)u_c^*(n) \quad (\text{B.72})$$

L'algorithme d'estimation conjointe du gain complexe de la spur, et du décalage de fréquence est donc finalement

$$\begin{aligned} & \text{Génération de la référence} \\ \beta(n) &= e^{j\hat{\delta}_\omega(n) \times n} \\ u_c(n) &= u(n) \times \beta(n) \\ & \text{Estimation du Gain complexe de la spur} \\ \hat{s}(n) &= w(n)u_c(n) \\ e(n) &= d(n) - \hat{s}(n) \\ w(n+1) &= w(n) + \mu u_c^*(n)e(n) \\ & \text{Estimation du Décalage de Fréquence} \\ B(n+1) &= (1 - \mu |u_c(n)|^2)B(n) + j\mu d(n)u_c^*(n) \\ \hat{\delta}_\omega(n+1) &= \hat{\delta}_\omega(n) + \eta \Re[e^*(n) [j\hat{s}(n) + u_c(n)B(n)]] \end{aligned}$$

Les performances sont donc dictées par le pas de fonctionnement, et permette d'avoir une estimation récursive du décalage. En pratique, il ne convient pas d'utiliser en permanence la structure, d'autant que le décalage de fréquence est constant. Il faut imaginer une structure basée sur une phase d'acquisition qui sert à obtenir une estimation du décalage au bout d'un certain temps. Une fois cette estimation obtenue, on peut en déduire un décalage de fréquence fixe, $\hat{\delta}_\omega$, à injecter dans l'étage de génération initial de la référence.

L'algorithme se comporte alors exactement comme la structure initiale du supprimeur de spur, et il y a toujours un décalage de fréquence, qui est induit par le biais de l'estimateur. Le décalage est alors la différence entre le décalage de fréquence estimé puis fixé, et le décalage de fréquence effectif. Ce décalage est toutefois bien plus faible que le décalage initial et permet d'avoir potentiellement de meilleures performances asymptotiques, surtout si le pas (ou le pas minimal dans le cadre d'une structure MUFF) est proche de l'optimal. Ainsi, les performances transitionnelles et asymptotiques définies dans le chapitre 3 sont toujours valable en remplaçant δ_ω par $(\delta_\omega - \hat{\delta}_\omega)$. Le décalage de fréquence après application de la structure sera donc notamment dépendant de la façon dont est fixée la valeur finale asymptotique, notamment par l'intermédiaire du pas η qui contrôle la finesse de l'estimation de celui-ci.

Enfin, il est à noter qu'il est fort probable que cette structure soit approximativement équivalente à une méthode d'ordre II où l'intégration du signal d'erreur permet d'introduire la récupération d'un décalage de fréquence constant. L'étude de l'analogie n'a pas été réalisée dans cette thèse mais pourrait faire l'objet de travaux ultérieurs.

Annexe C

Démonstrations associées à la compensation du Tx Leakage

Cette annexe a pour objectif d'établir les démonstrations associées à la compensation numérique du Tx leakage, présentée dans le chapitre 4.

C.1 Performances Asymptotiques dans le cas synchronisé

Dans la partie 4.2.2, on a présenté les performances du supprimeur de Tx Leakage associée, dans le cas synchronisé à l'estimation du gain complexe du canal équivalent $\beta_{\text{TxL}}(n)$. Le formalisme de la démonstration est analogue à celui présenté dans la partie B.1, puisque l'algorithme utilisé est identique, à savoir une approche LMS pilotée par une référence.

On rappelle le modèle d'évolution, en supposant que l'on dispose d'une référence parfaitement générée, et que l'on se place dans le cas synchronisé via (4.7) et (4.17)

$$d(n) = x_b(n) + \beta_{\text{TxL}}(n)u_\delta(n) , \quad (\text{C.1})$$

avec $u_\delta(n)$ synthétisée via le générateur de référence et la structure d'interpolation lagrangienne. On utilise une approche LMS pour estimer récursivement $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$ image de $\beta_{\text{TxL}}(n)$ qui est multiplié par $u_{\delta_n}(n)$ et soustrait à l'observation $d(n)$ (cf figure 4.2). On introduit donc le désalignement qui s'exprime comme étant la différence entre le canal polluant effectif $\beta_{\text{TxL}}(n)$ et l'estimation de ce canal $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$

$$v_{\text{TxL}}(n) = \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) - \beta_{\text{TxL}}(n) . \quad (\text{C.2})$$

De manière totalement analogue avec (3.18), le RSBI asymptotique peut alors s'exprimer en fonction de l'erreur quadratique moyenne, elle même fonction du désalignement quadratique moyen, et on a

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_u P_{v_{\text{TxL}}}}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (\text{C.3})$$

L'établissement de la formule de performance asymptotique se fait alors en deux temps : d'abord on exprime l'expression récursive du désalignement, puis on déduit de cette formule l'expression du désalignement quadratique moyen, qui est fonction des modèles en présence. A partir de l'équation de mise à jour de l'algorithme LMS (4.20) on a

$$\begin{aligned}\hat{\beta}_{\text{Txl}}(n+1) &= \hat{\beta}_{\text{Txl}}(n) + \mu u_{\delta}(n)e(n) \\ &= (1 - \mu u_{\delta}^2(n)) \hat{\beta}_{\text{Txl}}(n) + \mu u_{\delta}(n)x_b(n) + \mu u_{\delta}^2(n)\beta_{\text{Txl}}(n) .\end{aligned}$$

Par ailleurs, l'évolution de $\beta_{\text{Txl}}(n)$ suit le modèle décrit en (4.11) et (4.12) :

$$\beta_{\text{Txl}}(n+1) = \beta_{\text{Txl}}(n) - (1 - \gamma)\alpha_{\text{Txl}}(n) + \xi_{\text{Txl}}(n) .$$

En introduisant cette évolution récursive du canal dans l'expression récursive de l'estimation par l'algorithme il vient alors

$$v_{\text{Txl}}(n+1) = [1 - \mu u_{\delta}^2(n)]v_{\text{Txl}}(n) + \mu u_{\delta}(n)x_b(n) + (1 - \gamma)\alpha_{\text{Txl}}(n) - \xi_{\text{Txl}}(n) .$$

On peut alors en déduire l'expression du désalignement quadratique moyen

$$\begin{aligned}E[|v_{\text{Txl}}(n+1)|^2] &= (1 - \mu P_u)^2 E[|v_{\text{Txl}}(n)|^2] + \mu^2 P_u \sigma_{x_b}^2 + (1 - \gamma)^2 \sigma_{\alpha_{\text{Txl}}}^2 + \sigma_{\xi_{\text{Txl}}}^2 \\ &\quad + 2(1 - \mu P_u)(1 - \gamma)E[|v_{\text{Txl}}(n)\alpha_{\text{Txl}}(n)|]\end{aligned}$$

et en utilisant l'expression récursive du canal et celle du désalignement, on obtient

$$E[|v_{\text{Txl}}(n)\alpha_{\text{Txl}}(n)|] = \frac{(1 - \gamma)\sigma_{\alpha_{\text{Txl}}}^2}{-1 + \gamma(1 - \mu P_u)} . \quad (\text{C.4})$$

Enfin, en utilisant la relation entre la variance du bruit d'état $\sigma_{\xi_{\text{Txl}}}^2$, et la variance du processus $\alpha_{\text{Txl}}(n)$ (4.13), on obtient finalement

$$\begin{aligned}E[|v_{\text{Txl}}(n+1)|^2] &= (1 - \mu P_u)^2 E[|v_{\text{Txl}}(n)|^2] + \mu^2 P_u \sigma_{x_b}^2 + 2(1 - \gamma)\sigma_{\alpha_{\text{Txl}}}^2 \\ &\quad + \frac{2(1 - \mu P_u)(1 - \gamma)^2 \sigma_{\alpha_{\text{Txl}}}^2}{-1 + \gamma(1 - \mu P_u)} ,\end{aligned}$$

ce qui permet de déduire l'influence du canal AR1 sur les performances asymptotiques du LMS dans le cas synchronisé

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left[\frac{\mu P_u}{2 - \mu P_u} + \frac{2\mu P_u \sigma_{\alpha_{\text{Txl}}}^2 (1 - \gamma)}{\mu \sigma_{x_b}^2 (1 - \gamma(1 - \mu P_u))(2 - \mu P_u)} \right] . \quad (\text{C.5})$$

On peut alors définir le facteur de pollution en adéquation avec l'expression du RSBI défini dans (4.21)

$$Q(\mu, P_u, \sigma_{\alpha_{\text{Txl}}}^2, \gamma) = \frac{2\mu P_u \sigma_{\alpha_{\text{Txl}}}^2 (1 - \gamma)}{1 - \gamma(1 - \mu P_u)} . \quad (\text{C.6})$$

C.2 Performance du LMS en présence d'un retard fractionnaire

En présence d'un retard fractionnaire, comme expliqué dans la partie 4.2.3, la référence n'est plus interpolée, et il y a un décalage entre la référence utilisée dans le modèle de

pollution, et la référence utilisée dans le modèle de compensation.

L'algorithme prend en effet la forme suivante :

$$\begin{aligned}\hat{s}_{\text{TxL}}(n) &= \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)u_{\text{TxL}}(n) \\ e(n) &= [x_b(n) + \beta_{\text{TxL}}(n)u_\delta(n)] - \hat{s}_{\text{TxL}}(n) \\ \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n+1) &= \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) + \mu u_{\text{TxL}}(n)e(n) ,\end{aligned}$$

et le décalage entre la référence parfaite et la référence utilisée modifie l'expression de l'erreur d'estimation $\epsilon_{\text{TxL}}(n)$

$$\epsilon_{\text{TxL}}(n) = v_{\text{TxL}}(n)u_{\text{TxL}}(n) + \beta_{\text{TxL}}(n)\eta_{\text{TxL}}(n) , \quad (\text{C.7})$$

où $\eta_{\text{TxL}}(n)$ est le bruit de la référence défini comme l'écart entre $u_{\text{TxL}}(n)$ et $u_\delta(n)$ (4.27). Ce bruit est supposé suivre une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance $\sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2$. L'expression du RSBI asymptotique est donc fonction du désalignement quadratique moyen et également du terme additionnel de bruit

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_u P_{v_{\text{TxL}}}}{\sigma_{x_b}^2} + \frac{(|\beta_{0\text{TxL}}|^2 + \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2) \sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2}{\sigma_{x_b}^2} \right) . \quad (\text{C.8})$$

Il faut donc exprimer le désalignement quadratique moyen dans une méthodologie très voisine de celle décrite dans C.1 en veillant à bien distinguer l'utilisation de la référence $u_{\text{TxL}}(n)$ et le signal polluant $s_{\text{TxL}}(n; \delta) = \beta_{\text{TxL}}(n)u_\delta(n)$. L'expression de la mise à jour de l'estimation du gain complexe se fait via (4.20)

$$\begin{aligned}\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n+1) &= \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) + \mu u_{\text{TxL}}(n)e(n) \\ &= [1 - \mu u_{\text{TxL}}^2(n)] \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) + \mu u_{\text{TxL}}(n)x_b(n) + \mu u_{\text{TxL}}(n)\beta_{\text{TxL}}(n)u_\delta(n) .\end{aligned}$$

En prenant en compte $\eta_{\text{TxL}}(n)$ et le modèle évolutif du canal, l'expression récursive du désalignement s'exprime finalement comme étant

$$\begin{aligned}v_{\text{TxL}}(n+1) &= [1 - \mu u_{\text{TxL}}^2(n)] v_{\text{TxL}}(n) + \mu u_{\text{TxL}}(n)\sigma_{x_b}^2 \\ &\quad + (1 - \gamma)\alpha_{\text{TxL}}(n) - \xi_{\text{TxL}}(n) + \mu u_{\text{TxL}}(n)\eta_{\text{TxL}}(n)\beta_{\text{TxL}}(n) .\end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

L'expression récursive de $v_{\text{TxL}}(n)$ est donc fonction du paramètre du canal, que l'on a introduit comme étant $Q_{\text{TxL}}(\mu, P_u, \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2, \gamma)$ dans (C.6), et d'un terme qui montre l'impact de la non interpolation. Le désalignement quadratique moyen peut être alors déduit :

$$\begin{aligned}P_{v_{\text{TxL}}} &= (1 - \mu P_u)^2 P_{v_{\text{TxL}}} + \mu^2 P_u \sigma_{x_b}^2 + Q_{\text{TxL}}(\mu, P_u, \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2, \gamma) \\ &\quad + \mu^2 P_u \sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2 [|\beta_{0\text{TxL}}|^2 + \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2] \\ &\quad + 2\mu P_u (1 - \mu P_u) E[|v_{\text{TxL}}(n)\eta_{\text{TxL}}(n)\beta_{\text{TxL}}(n)|] .\end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

En supposant que le bruit ajouté à la référence du fait de la non interpolation est un bruit blanc gaussien et centré, le terme d'interdépendance devient alors fonction de la moyenne de ce bruit, et s'annule. On en déduit alors sous ces hypothèses les performances asymptotiques en présence d'un retard fractionnaire qui sont

$$\begin{aligned}\text{RSBI}_{\text{comp}} &= -10 \log_{10} \left[\frac{\mu P_u}{2 - \mu P_u} + \frac{Q(P_u, \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2, \gamma)}{\mu \sigma_{x_b}^2 (2 - \mu P_u)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\mu P_u (|\beta_{0\text{TxL}}|^2 + \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2) \sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2}{\sigma_{x_b}^2 (2 - \mu P_u)} + (|\beta_{0\text{TxL}}|^2 + \sigma_{\alpha_{\text{TxL}}}^2) \frac{\sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2}{\sigma_{x_b}^2} \right] .\end{aligned} \quad (\text{C.11})$$

C.3 Expression de la variance du bruit d'interpolation

L'expression du RSBI asymptotique en présence d'un retard fractionnaire (4.28) est donc fonction de $\sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2$ qui est la variance du bruit d'interpolation (ou plus exactement de la variance du bruit du à la non interpolation du retard fractionnaire). Cette variance est donc directement fonction de δ valeur du retard fractionnaire, et on peut dériver une expression simplifiée de cette variance en supposant que l'interpolation entre $u_{\text{TxL}}(n)$ et $u_{\delta_n}(n)$ est linéaire.

Par définition de $\eta_{\text{TxL}}(n)$ on a

$$u_{\delta_n}(n) = u_{\text{TxL}}(n) + \eta_{\text{TxL}}(n) . \quad (\text{C.12})$$

avec la référence générée $u_{\text{TxL}}(n) = |s_{Tx}(n)|^2$ ce qui implique qu'elle suit une loi du Chi 2, de moyenne σ_{Tx}^2 et de variance $2\sigma_{\text{Tx}}^4$, avec σ_{Tx}^2 qui est la variance du signal bande de base d'émission utilisée pour générer la référence. En supposant une interpolation linéaire, on a alors

$$u_{\delta}(n) = (1 - \delta)u(n) + \delta u(n - 1) ,$$

soit

$$\eta_{\text{TxL}}(n) = u_{\delta_n}(n) - u(n) = -\delta [u(n) - u(n - 1)] .$$

Ainsi on obtient

$$\begin{aligned} \sigma_{\eta_{\text{TxL}}}^2 &= E [|\eta_{\text{TxL}}(n)|^2] \\ &= \delta^2 E [|u(n) - u(n - 1)|^2] \\ &= \delta^2 (E [|u(n)|^2] + E [|u(n - 1)|^2] - 2E [|u(n)u(n - 1)|]) \\ &\quad \text{En supposant l'indépendance entre } u(n) \text{ et } u(n - 1) \\ &= \delta^2 \left(\underbrace{E [|u(n)|^2]}_{2\sigma_{\text{Tx}}^4} + \underbrace{E [|u(n - 1)|^2]}_{2\sigma_{\text{Tx}}^4} - 2 \underbrace{E [|u(n)|]}_{\sigma_{\text{Tx}}^2} \underbrace{E [|u(n - 1)|]}_{\sigma_{\text{Tx}}^2} \right) \\ &= 2\delta^2 \sigma_{\text{Tx}}^4 = \delta^2 P_u . \end{aligned}$$

C.4 Estimation conjointe du retard fractionnaire

Après avoir montré la nécessité de la prise en compte du retard fractionnaire, il faut donc estimer ce retard puisqu'il est inconnu en pratique. On utilise donc une approche algorithmique pour réaliser cette estimation, par l'intermédiaire d'une approche LMS, en supposant que l'on dispose d'une estimation du canal $\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)$. On réalise donc une estimation conjointe du gain du canal et du retard fractionnaire. Dans cette partie, on s'intéresse à l'estimation de ce retard δ .

L'approche stochastique utilisée se base sur la même fonction de coût que pour l'algorithme d'estimation de gain, à savoir la puissance moyenne du signal

$$J(n) = E [|e(n)|^2] , \quad (\text{C.13})$$

et la mise à jour de l'estimation du retard se fait par l'équation

$$\delta_{n+1} = \delta_n - \nu \frac{\partial J(n)}{\partial \delta} , \quad (\text{C.14})$$

où ν est le pas de mise à jour de l'étage d'estimation du retard fractionnaire. En utilisant l'approximation stochastique, c'est-à-dire que l'on travaille sur l'erreur instantanée $|e(n)|^2$ et non l'espérance de celle-ci :

$$\frac{\partial J(n)}{\partial \delta} = e(n) \nabla_{\delta} e^*(n) + e^*(n) \nabla_{\delta} e(n) , \quad (\text{C.15})$$

avec $\nabla_{\delta} \bullet = \frac{\partial \bullet}{\partial \delta}$.

$$\begin{aligned} \nabla_{\delta} e^*(n) &= \frac{\partial}{\partial \delta} \left[d^*(n) - \hat{\beta}_{\text{TxL}}^*(n) u_{\delta}^*(n) \right] \\ &= -\frac{\partial}{\partial \delta} [\hat{\beta}_{\text{TxL}}^*(n) u_{\delta}^*(n)] \\ &= -\hat{\beta}_{\text{TxL}}^*(n) \frac{\partial}{\partial \delta} [u_{\delta}^*(n)] - u_{\delta}^*(n) \frac{\partial}{\partial \delta} [\hat{\beta}_{\text{TxL}}^*(n)] , \end{aligned}$$

soit finalement,

$$\begin{aligned} \nabla_{\delta} e(n) &= \frac{\partial}{\partial \delta} \left[d(n) - \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) u_{\delta}(n) \right] \\ &= -\frac{\partial}{\partial \delta} [\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) u_{\delta}(n)] \\ &= -\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) \frac{\partial}{\partial \delta} [u_{\delta}(n)] - u_{\delta}(n) \frac{\partial}{\partial \delta} [\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)] . \end{aligned}$$

On obtient finalement un résultat bien connu de la théorie de la dérivée complexe [Brossier, 1997] :

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(n)}{\partial \delta} &= 2\Re \left(e^*(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \delta} \right) \\ &= -\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) \frac{\partial u_{\delta}(n)}{\partial \delta} - u_{\delta}(n) \frac{\partial \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)}{\partial \delta} . \end{aligned} \quad (\text{C.16})$$

Il faut donc exprimer la dérivée de l'expression de la référence interpolée du retard fractionnaire δ . En exprimant la décomposition de Taylor au premier ordre de la dérivée, celle si peut se mettre sous la forme

$$\frac{\partial u_{\delta}(n)}{\partial \delta} \approx \Delta_u(n) = u(n) - u(n-1) . \quad (\text{C.17})$$

Par ailleurs, le terme $\frac{\partial \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)}{\partial \delta}$ peut se mettre sous forme récursive, en exprimant la mise à jour de l'estimateur de gain. On note

$$L(n) = \frac{\partial}{\partial \delta} [\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n)] . \quad (\text{C.18})$$

A partir de (4.20), on a

$$\begin{aligned}\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n+1) &= \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) + \mu \cdot u_{\delta}(n) \cdot e(n) \\ &= \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) + \mu \cdot u_{\delta}^*(n) \cdot \left(d(n) - \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) \cdot u_{\delta}(n) \right) \\ &= (1 - \mu \cdot |u_{\delta}(n)|^2) \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) + \mu \cdot u_{\delta}^*(n) \cdot d(n) .\end{aligned}$$

En conséquence,

$$\begin{aligned}L(n+1) &= \frac{\partial}{\partial \delta} \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n+1) \\ &= (1 - \mu \cdot |u_{\delta}(n)|^2) L(n) - \mu \cdot \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) \cdot \frac{\partial}{\partial \delta} |u_{\delta}(n)|^2 + \mu \cdot d(n) \cdot [u(n) - u(n-1)] .\end{aligned}$$

On a finalement

$$\frac{\partial}{\partial \delta} |u_{\delta}(n)|^2 = -2\Re(u_{\delta}^*(n) [u(n) - u(n-1)]) ,$$

et $L(n)$ peut s'exprimer récursivement sous la forme

$$L(n+1) = (1 - \mu \cdot |u_{\delta}(n)|^2) L(n) + 2\mu \cdot \Re(u_{\delta}^*(n) [u(n) - u(n-1)]) + \mu \cdot d(n) \cdot [u(n) - u(n-1)] . \quad (\text{C.19})$$

L'algorithme d'estimation du retard fractionnaire est donc issu de (C.14), (C.16), (C.17) et (C.18) :

$$\Delta_u(n) = u_{\text{TxL}}(n) - u_{\text{TxL}}(n-1) \quad (\text{C.20})$$

$$\delta_{n+1} = \delta_n + \nu \Re \left\{ \left[\hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) \Delta_u(n) - u_{\delta_n}(n) L(n) \right] e^*(n) \right\} \quad (\text{C.21})$$

$$\begin{aligned}L(n+1) &= (1 - \mu u_{\delta_n}(n)^2) L(n) - \mu d(n) \Delta_u(n) \\ &\quad + 2\mu \hat{\beta}_{\text{TxL}}(n) u_{\delta_n}(n) \Delta_u(n) .\end{aligned} \quad (\text{C.22})$$

Annexe D

Expérimentation sur puce ST-Ericsson

Cette annexe a pour objectif de présenter le synoptique de l'acquisition de signaux réel pour la validation de la méthode de compensation des spurs, à partir d'une puce ST-Ericsson.

D.1 Descriptif de l'expérimentation

L'objectif est d'obtenir des signaux réels par l'intermédiaire de l'expérimentation, et ensuite de tester nos algorithmes sur ces signaux. Cependant, on ne pourra pas directement implémenter nos solutions sur la puce NORA, il nous faut donc récupérer ces signaux sous forme de fichiers exportables de manière à les tester en Post-processing, chargeant ces signaux sous MATLAB. Notre expérimentation doit donc vérifier

- La génération de signaux réels LTE tel qu'une station de base le ferait, avec des paramètres de modulation à choisir. On émule donc une station de base qui transmet un signal au terminal mobile.
- Une transmission bruitée (soit directement sans fil, soit en atténuant ce signal après émission).
- Une réception au niveau de notre puce NORA, qui doit alors faire toutes les étapes de réception, et de démodulation. C'est à ce moment que théoriquement apparaissent les *spurs*.
- Une exportation de ce signal reçu vers un fichier .csv, le convertir en .mat, de manière à pouvoir le charger sous MATLAB.
- A partir de là, on est capable de compenser les *spurs*, par l'intermédiaire de simRF qui est la chaîne MATLAB codée pendant la thèse.

En revanche, si on a bien accès au signal reçu (signal Tx), avec son bruit et ses potentielles *spurs*, on ne peut accéder au signal lorsqu'il a été émis (c'est-à-dire le signal en sortie de la base station). Par conséquent, puisque l'on ne dispose pas du signal utile, on ne peut mesurer les performances de manière complète (par exemple une mesure de RSBI). Ceci est assez regrettable mais dans l'état impossible au moment où l'expérimentation s'est faite.

Le synoptique est donc présenté sur la figure D.1

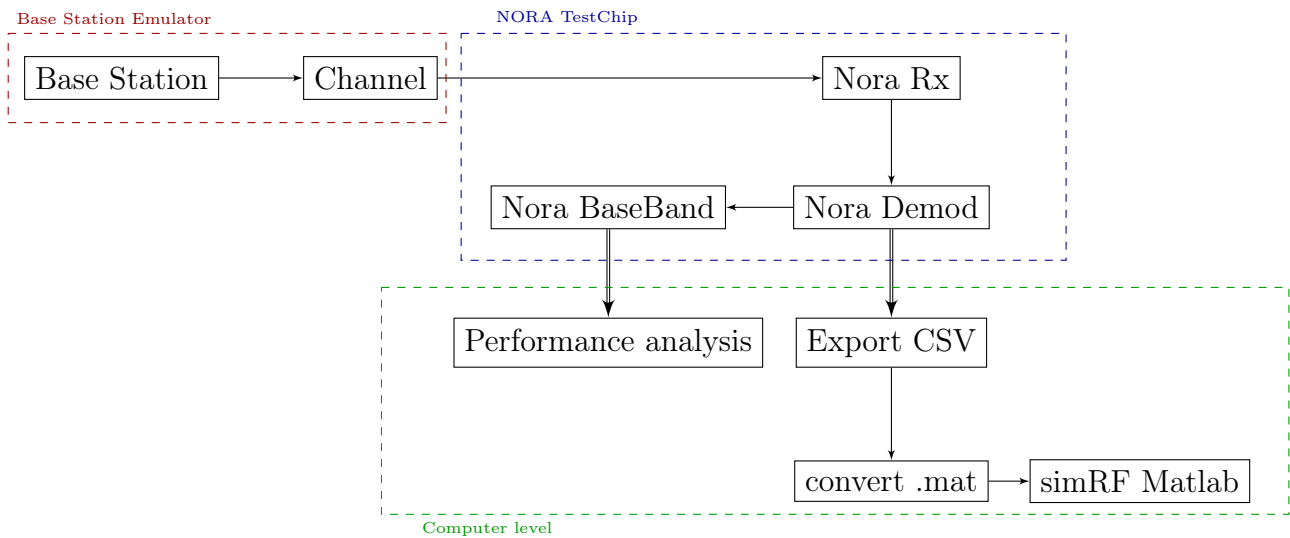


FIGURE D.1 – Synoptique de l'expérimentation

Pour arriver à vérifier ce système, on a donc utilisé du matériel dédié dans le laboratoire.

D.2 Banc de Test

Les manipulations ont eu lieu dans le courant du mois de Juin 2013, dans le laboratoire de STE, avec l'aide de Matthieu Oertel pour l'établissement du Bench de manipulation. Le Système câblé était le suivant :

Les différents éléments de la figure numérotés sont les suivants :

1. **Rohde & Schwarz : SMU-200A : Signal Generator** : Il s'agit du signal générateur LTE que va recevoir la puce. Toutes les bandes LTE (1.4, 3, 5, 10, 15, 20) peuvent être choisies, et les paramètres correspondent à ceux du standard (que ce soit en nombre de porteuses, qu'en taille de FFT, qu'en emplacement de pilotes). Il est également à noter que l'on peut impacter ce signal généré de problématiques RF en émission, tel que du Mismatch (lors de l'étape de modulation). On peut également ajouter un second signal, par exemple une *spur* artificielle.
2. **Rohde & Schwarz : FSQ-8** : Ici c'est un générateur de signal qu'on a utilisé uniquement en tant qu'analyseur de spectre. Il était branché sur le Tx de NORA, c'est-à-dire que l'on visualise sur celui-ci le spectre de transmission, qui est émis par le téléphone (et non le spectre de réception émis par **SMU-200A**). Ceci permet notamment de contrôler que la puce est capable d'émettre, et de vérifier le niveau de puissance de Tx. Elle permet également de contrôler le type de modulation en fonction de la bande de notre signal.
3. **Rohde & Schwarz : SMJ-100A** : Il contrôle les étapes de modulation du Tx c'est-à-dire du côté de NORA. Il permet donc d'activer ou de désactiver la transmission des données du côté de la puce.
4. **Agilent Technologies E8663B** : Générateur de sinusoïdes. Il peut par exemple servir de générateur de spurs artificielles, mais dans le cas des travaux présentés, les

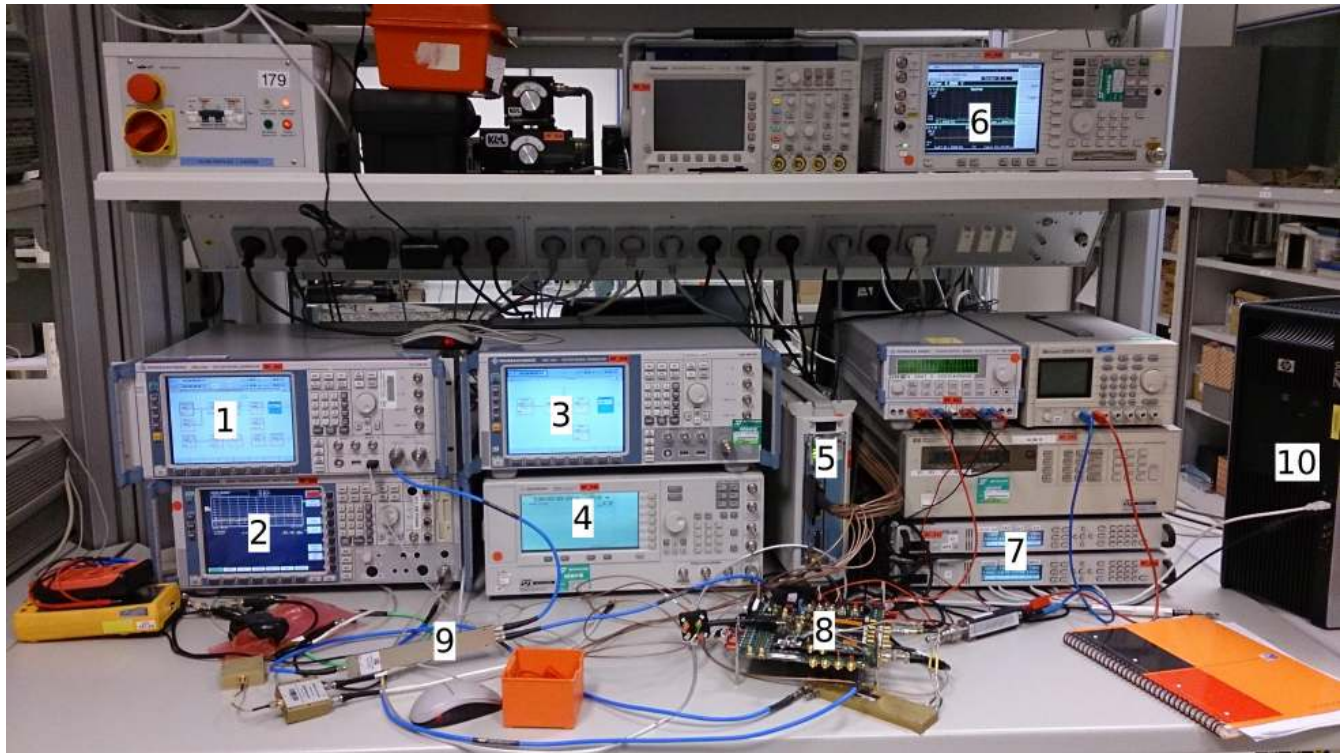


FIGURE D.2 – NORA TestBENCH

spurs étaient directement issues de l'environnement interne de la puce (spur que l'on peut qualifier par opposition de « naturelle »), l'appareil n'a donc pas eu d'utilité ici.

5. **Agilent Technologies DigRF** : BaseBand Emulator. Ici on utilise les signaux transmis et reçu par NORA, mais ces signaux sont codés et décodés par le baseband ¹ (qui met en forme les paquets ou les décapsule et, dans le cas du Rx, procède à toutes les estimations de canaux et les synchronisations). Ce composant est donc directement relié à NORA par l'intermédiaire de la carte d'acquisition.
6. **Agilent Technologies E4606A : Tester** : il s'agit d'un analyseur branché sur l'horloge. En effet, pour que le système soit fonctionnel, il faut une synchronisation entre les différents composants et notamment entre le digRF et NORA. Cette synchronisation se fait par l'intermédiaire d'une horloge externe et l'analyseur nous indique si les blocs sont synchronisés, par l'intermédiaire du **Ext Ref** qui est en vert si la synchronisation est convenablement faite.
7. **RF 633** donne des mesures de courant/tension aux bornes du digRF. Il permet de contrôler que les données sont bien échangées pendant une expérimentation.
8. **NORA TestChip** Carte d'acquisition où est placée la carte NORA (en cut 3.2).
9. **Atténuateur 30dB** permet de modéliser l'atténuation d'une transmission. Il se place directement entre le générateur de signaux **SMU-200A** et la réception sur NORA.

1. Il s'agit ici d'un abus de langage dans les produits ST-Ericsson. Si le baseband correspond à un ensemble de traitement en bande de base, la démodulation a lieu dans la puce NORA ainsi que d'autres étapes (traitement du DC, du Mismatch, décimation,...) qui sont aussi - par définition - en bande de base. Le baseband ne regroupe donc pas l'ensemble des traitements en bande de base.

10. **Ordinateur** Il permet de piloter les différents éléments, de configurer NORA et le DigRF, et de récupérer les signaux reçus par la carte d'acquisition (au niveau du DigRF).

Le TestChip NORA est donc sur la carte d'acquisition **N2BD108** et correspond au transceiver NORA dans le cut 3.1.



FIGURE D.3 – *testChip de NORA dans le cut 3.1*

Il est à noter par ailleurs, que l'on a désactivé pour nos expérimentations le MIMO, et que l'on a donc un port d'entrée et un seul port de sortie.

1. La puce NORA
2. Le port de sortie est TX_1
3. Le port d'entrée est RX_3
4. Interface vers digRF (Baseband)
5. Clock de synchronisation externe.

L'expérimentation se fait donc en trois étapes : une étape de configuration, où l'on fixe les constantes du système (par exemple comme réalisé dans la table 5.1, une phase d'acquisition, pendant lequel est enregistré le signal reçu par la puce et une phase de traitement, réalisée sous Matlab où le signal bande de base est exporté dans l'environnement de travail, et peut alors subir les différents traitements et compensation explicités dans le rapport.

Annexe E

Compensation de la composante Continue (DC Offset)

Cet annexe traite du modèle et de la compensation de la composante continue, dont l'apparition est inhérente aux structures à conversion directe. Elle consiste en l'ajout d'une composante continue au signal d'intérêt, dont le niveau est souvent très important par rapport au niveau du signal.

L'objectif est de créer une structure de compensation numérique qui ait de bonnes performances asymptotiques, mais qui soit également très rapide, le niveau de la pollution étant important. A partir de travaux préliminaires que j'ai réalisés à la fin de mon projet de fin d'étude [Gerzaguët, 2011b], le développement de la technique de compensation a fait l'objet de deux encadrement de stages [Pepe, 2012] et [Roth, 2013] auquel j'ai participé à ST-Ericsson.

E.1 Origine et modèle

Le phénomène de composante continue, ou DC Offset est inhérent aux structures à conversion directe. Comme son nom l'indique, elle se caractérise par l'ajout d'une constante au signal d'intérêt, ce qui implique que le signal reçu n'est plus de moyenne nulle [Razavi, 1996, Faulkner, 2002, Baudin and Belveze, 2004].

E.1.1 Origine

L'étape de démodulation utilisant l'oscillateur local est proche de l'amplificateur faible bruit. Une fois intégrés sur puce, ces deux composants sont effectivement très proches et il est difficile d'obtenir une isolation parfaite de l'oscillateur [Svitek and Raman, 2005], d'autant plus que le signal issu de ce dernier n'est généralement pas considéré comme faible. Des « fuites » sont alors possibles, dues en particulier à plusieurs phénomènes de couplages magnétiques et capacitifs (la littérature rassemble ces fuites sous le terme *LO leakage*).

En conséquence, comme illustré sur la figure E.1, le signal issu de l'oscillateur peut être répercuté en sortie du LNA et entrer dans le multiplieur, se mélangeant ainsi avec lui-même. Cet effet peut être plus important encore si le signal est répercuté en entrée du LNA, ce qui l'amplifiera avant d'atteindre le multiplieur [Razavi, 1996, Elahi et al.,

2006a]. De ce fait, le signal en entrée du multiplieur n'est plus simplement constitué du signal reçu, mais également d'une réflexion du signal de l'oscillateur [Lindoff, 2000].

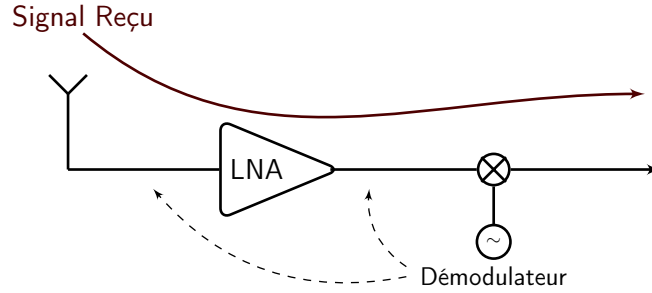


FIGURE E.1 – Synoptique de l'apparition de la composante continue dans une architecture à conversion directe.

En pratique, le niveau de la composante continue peut se retrouver à 60 dB au dessus de celui du signal d'intérêt, lorsque la puissance de celui-ci est faible [Rykaczewski et al., 2005, Svitek and Raman, 2005] .

E.1.2 Modèle

Le modèle bande de base de la pollution du DC Offset est simple, puisqu'elle consiste uniquement à l'ajout d'une composante continue, supposée non variante. Dans chacune des voies on a donc le signal utile, et la fuite du signal de l'oscillateur s'exprime comme étant

$$s_{LO}(t) = \Re\{g_{DC} \cdot e^{2j\pi f_{Rx}t}\},$$

où g_{DC} correspond au gain réel du signal engendré par les fuites. En pratique, du fait de la multiplicité des sources de fuites (avant le LNA, après le LNA) et du gain appliqué par l'étage d'amplification, la constante g_{DC} peut avoir une valeur très importante.

Ainsi, le signal complexe bande de base modélisant l'impact de la composante continue dans la chaîne de réception, après échantillonnage s'exprime comme étant

$$s_{DC}(n) = s_{DC_I} + js_{DC_Q} . \quad (E.1)$$

E.2 Stratégies de Compensation

La littérature traitant de la compensation numérique du DC Offset n'est pas très fournie, puisqu'il s'agit finalement d'une simple stratégie de filtrage passe-haut, ou d'estimation (filtrage passe-bas) et de suppression de la composante moyenne du signal reçu. Citons par exemple [Faulkner, 2002] qui combine des techniques de filtrage avec une suppression des composantes d'intermodulation, [Lindoff, 2000] qui estime cette composante par l'intermédiaire d'une approche LS pour la modulation GSM, [Zahradnik et al., 2007] qui utilise un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) pour la compensation, ou [Razavi, 1997] qui préconise l'utilisation de capacités pour mémoriser la valeur du DC lors d'une approche où un temps est dédié à la transmission et un temps dédié à la réception (Time Division Multiple Access (TDMA)).

La véritable problématique associée à la compensation de DC offset réside dans le fait que son fort niveau entraîne au moins deux conséquences :

- une perte substantielle de dynamique numérique, une majeure partie du codage des données binaires étant occupée par la composante continue,
- certains algorithmes de la chaîne de réception nécessitent d'être centrés pour fonctionner (on se référera à l'annexe F qui présente une auto-interférence dont la stratégie de compensation, basée sur une méthode de séparation de source exige que le signal soit centré) . Ainsi, tant que cette composante est non négligeable, le décodage du signal n'est pas possible.

Le principal objectif des méthodes de compensation de DC Offset est donc d'arriver le plus rapidement possible à un régime de convergence qui permet le fonctionnement des algorithmes en aval de la chaîne, tout en garantissant une bonne réjection de la composante continue pour limiter la dynamique perdue.

Au niveau du modèle numérique bande de base, la composante continue additionnelle peut être vue comme une spur polluante dont la fréquence est nulle. En conséquence, les méthodes développées dans le chapitre 3 sont fonctionnelles, en remplaçant la référence de l'algorithme par une simple constante de fonctionnement.

Cependant, il est toutefois préférable de faire une scission nette entre ces deux phénomènes de pollution *a priori* identique. En effet, DC Offset et spurs additionnelles ont une origine distincte. Si les spurs sont des fuites des horloges, le DC provient lui de l'oscillateur. Cette différence au niveau de l'origine entraîne des différences majeures, tant au niveau du modèle que de l'approche de la compensation

- Le modèle du DC offset ne peut contenir dans le cadre des structures à conversion directe d'incertitudes associé à la fréquence du terme polluant. La composante continue ne peut se trouver à une fréquence voisine de 0 (mais non nulle), puisque c'est le même signal qui pollue et qui sert à démoduler. Par ailleurs, les spurs ne viendront polluer le signal que dans certaines configurations, liés à la bande de fréquence du signal utile, là où la composante continue sera toujours présente.
- Comme stipulé dans la partie E.1.1, le niveau de pollution est très important ce qui implique que les structures proposées dans le chapitre 3 ne seront pas assez rapide (même en utilisant le système auto-adaptatif). Il est nécessaire d'envisager une structure propre à la compensation de DC-Offset, permettant une réjection rapide de l'interférence et, en particulier, une capacité de réaction forte en cas de reconfiguration de la radio.

C'est pour cette raison que l'on n'utilise pas la structure de compensation proposée dans le chapitre 3 mais que l'on utilise une structure de compensation dédiée à ce phénomène de DC Offset, plus rapide mais également plus lourde.

E.3 Compensation du DC Offset

La compensation de DC Offset proposée est présentée sur la figure E.2. La structure proposée est également en ligne, générant un échantillon $e(n)$ à chaque temps symbole. En revanche, ce bloc entraîne un retard de taille paramétrable, du à l'établissement d'une estimation de puissance nécessaire pour le fonctionnement de la surcouche adaptative.

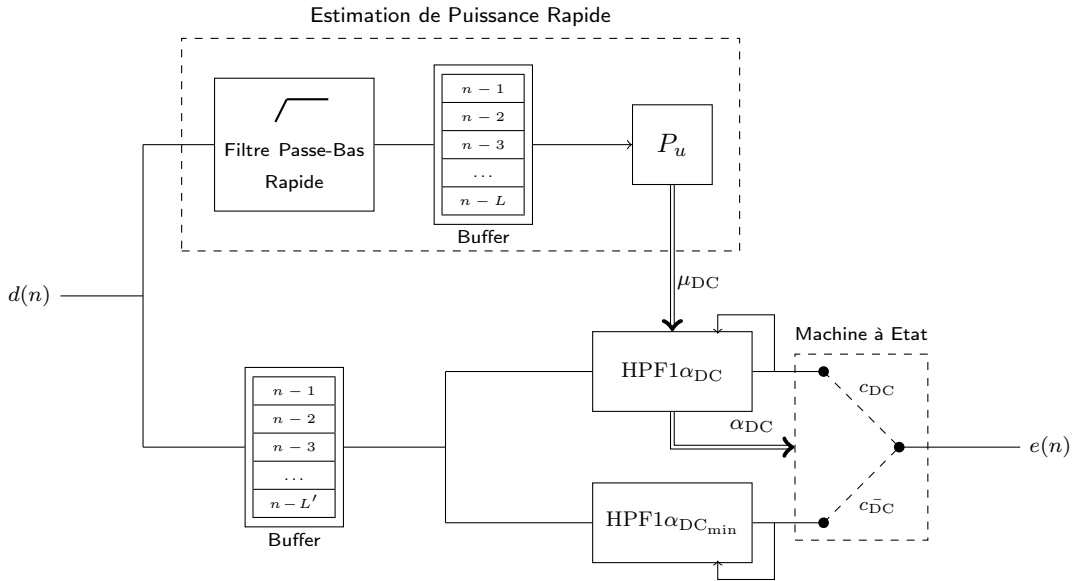


FIGURE E.2 – Synoptique de l'architecture de compensation de DC Offset.

La structure est composée de deux blocs

- Un étage dédié à une estimation de puissance rapide. L'estimation de puissance est nécessaire au calibrage des solutions adaptatives, mais c'est l'estimation de puissance sans la composante continue qui doit être effectuée. De fait, un filtrage passe-bas rapide (c'est-à-dire avec une fréquence de coupure grande) est réalisé, avec une prise en compte du filtre qui est faite dans l'estimation de la puissance via une multiplication par un gain de compensation. Cette estimation de puissance conduit au dimensionnement d'un paramètre μ_{DC} nécessaire au processus adaptatif de compensation. On a en effet

$$\mu_{DC} = \frac{M_{DC}}{P_u},$$

où M_{DC} est un paramètre dépendant notamment de la norme utilisée.

- Un étage dédié à la compensation de la composante continue. Il débute par une application d'un retard L , qui est induit par l'estimateur de puissance. Il est suivi de deux filtres en parallèle pilotés par deux paramètres différents, α_{DC} et $\alpha_{DC_{min}}$.
 - Algorithme $HPF1\alpha_{DC}$. C'est un algorithme de filtrage passe bas à fréquence de

coupure adaptative, dont les équations sont les suivantes [Pepe, 2012] :

$$\begin{aligned} y(n) &= (1 - \alpha_{\text{DC}_{n-1}})(y(n-1) + x(n) - x(n-1)) \\ D(n) &= (1 - \alpha_{\text{DC}_{n-1}})D(n-1) - (y(n-1) + x(n) - x(n-1)) \\ K(n) &= \Re\{y(n)D(n)\} \\ \alpha_{\text{DC}_n} &= \alpha_{\text{DC}_{n-1}}(\gamma + \mu_{\text{DC}}|K(n)|) \quad \text{avec } \alpha_{\text{DC}} \in [\alpha_{\text{DC}_{\min}}, \alpha_{\text{DC}_{\max}}] . \end{aligned}$$

On reconnaît le système de pas adaptatif déjà proposé et piloté par le paramètre μ_{DC} qui est déduit de l'estimation de la puissance du signal.

- Un algorithme $\text{HPF1}_{\alpha_{\text{DC}_{\min}}}$ qui est un algorithme de filtrage passe bas, avec une fréquence de coupure constante et placée à $\alpha_{\text{DC}_{\min}}$

$$y(n) = (1 - \alpha_{\text{DC}_{\min}})(y(n-1) + x(n) - x(n-1)) .$$

Les deux filtres sont donc en parallèles et ont un objectif différent : le premier est un filtre rapide, de manière à limiter le plus possible le régime de transition, et le second est un filtre asymptotique qui est capable d'atteindre les performances asymptotiques souhaitées par dimensionnement approprié de $\alpha_{\text{DC}_{\min}}$.

Le choix entre les deux filtres se fait selon une machine à état pilotée par le paramètre c_{DC} qui choisit le régime approprié (rapide, ou lent) en fonction de la valeur du paramètre α_{DC} . Si cette valeur a convergé alors on bascule sur le filtrage asymptotique, et dans le cas contraire, on reste sur le filtre rapide. On introduit la valeur de seuil associée au critère :

$$\alpha_{\text{DC}} > s_{\text{DC}} : \text{HPF1}\alpha \text{ sinon } \text{HPF1}\alpha_{\text{DC}_{\min}} .$$

L'utilisation de deux filtres permet de limiter les oscillations dues aux fausses alarmes : en effet la valeur de pilotage du système adaptatif (le paramètre μ_{DC}) est choisit de manière à réagir rapidement au saut de configuration, et est amené à avoir de nombreuses fausses alarmes. Le critère de la machine à état permet de limiter l'impact de ces fausses alarmes, puisque seule celles qui valident le critère (c'est-à-dire supérieure au seuil) entraîne un changement de configuration. Il faut donc configurer la valeur du seuil s_{DC} ainsi que la valeur M_{DC} qui lie la puissance au paramètre μ_{DC} pour chacun des standards considéré. Une configuration pour différents standards LTE a été réalisée dans [Roth, 2013] et est présentée dans le tableau E.1. En pratique ces paramètres peuvent être choisis dans une gamme assez large, dépendant de la probabilité de non détection et de fausse alarme désiré. On présente sur la figure E.3 les plages de configuration du couple $(s_{\text{DC}}, M_{\text{DC}})$ pour les différentes configurations LTE, dont l'obtention est décrite dans [Roth, 2013]. L'obtention de la valeur $\alpha_{\text{DC}_{\min}}$ est faite de manière à ce que la fréquence de coupure du filtre asymptotique n'altère pas la première porteuse qui se situe à Δf .

En régime transitoire (phase de convergence initiale, ou due à une reconfiguration), L'architecture proposée permet d'avoir deux régimes : un régime d'abord très rapide, jusqu'à un niveau de réjection relativement élevé (les paramètres du tableau E.1 permettent d'avoir une compensation de -4dB en quelques dizaines d'échantillons dans le premier mode), et ensuite une seconde phase plus lente qui permet la réjection à un niveau beaucoup plus faible (paramétré à 35 dB). Un exemple de convergence est présenté sur la figure E.4, avec un zoom effectué après le changement de configuration. On remarque donc que la convergence à -4 dB se fait dans le préfixe cyclique, et qu'ensuite une convergence plus

Bande Passante du LTE	20 MHz	15 MHz	10 MHz	5 MHz	3 MHz	1.4 MHz
$\alpha_{DC_{min}}$	2^{-12}	2^{-12}	2^{-11}	2^{-10}	2^{-9}	2^{-8}
M_{DC}	0.005	0.006	0.006	0.010	0.021	0.026
s_{DC}	0.38	0.44	0.31	0.34	0.41	0.38

TABLEAU E.1 – Exemple de configuration de l'annulateur de composante continue pour différents systèmes LTE.

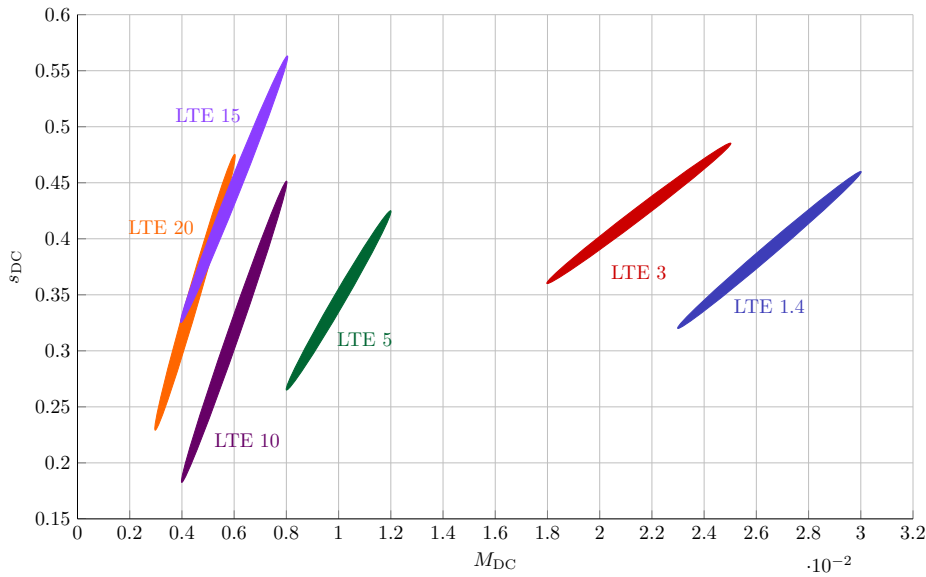


FIGURE E.3 – Plage de configurations pour le couple de dimensionnement de la structure de compensation de DC Offset s_{DC} , M_{DC} [Roth, 2013].

lente à lieu de manière à rejoindre un niveau asymptotique suffisant. Une analyse systématique des performances du système dans les différents cas de figure (et notamment les différentes configurations associées au standard LTE) est présentée dans [Roth, 2013].

En conclusion, la structure de compensation de DC Offset, bien que simple sur le principe, puisqu'il s'agit d'un filtrage passe bas, exige, par le niveau de pollution qu'elle engendre, une architecture à convergence rapide. Cette rapidité, à la fois à la détection de changement de configuration, et à la convergence vers le nouvel état du système nous conduit à utiliser une structure parallèle de filtrage, avec un filtre adaptatif, piloté par l'intermédiaire d'un estimateur de puissance, et un filtre à fréquence de coupure fixée (et plus faible) pour garantir de bonnes performances asymptotiques. Une machine à état pilote alors les transitions entre les deux systèmes, ce qui permet d'avoir un système efficace. Les différents travaux portés sur l'utilisation de cette architecture dans le contexte LTE a permis par ailleurs de proposer des plages de fonctionnement adapté pour les différents paramètres de l'algorithme.

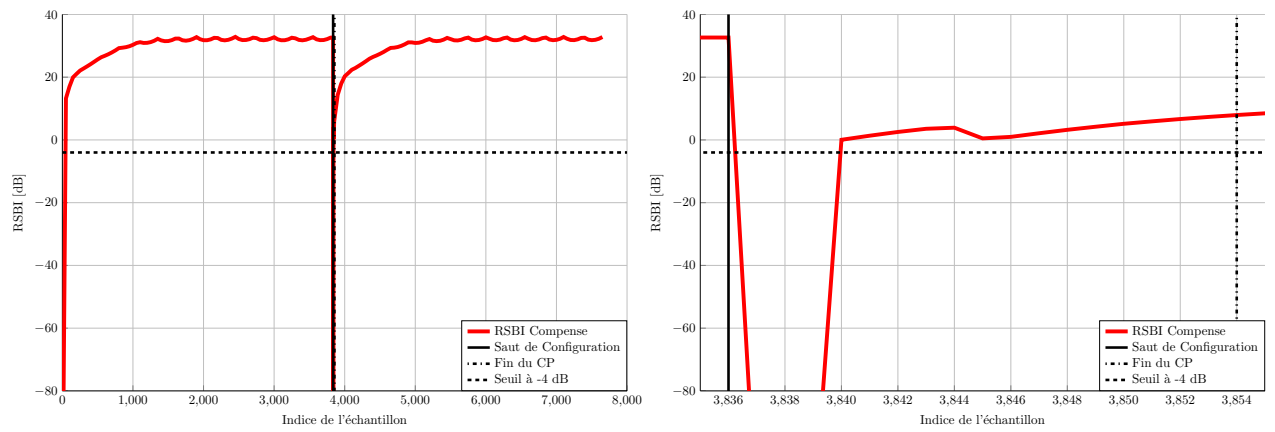


FIGURE E.4 – Performance transitionnelle de la structure de Compensation de DC Offset, avec zoom au niveau de la reconfiguration. On remarque donc bien le rejet de la pollution à -4dB dans un temps très court, le critère étant d'atteindre ce niveau dans le préfixe cyclique.

Annexe F

IQ Mismatch : Pollution et Compensation numérique

F.1 Origine

Le désappariement phase-quadrature, où appelé également IQ Mismatch (ou IQ Imbalance) est un phénomène qui apparaît dans les architectures au niveau de la démodulation, et tire son origine d'une imperfection matérielle au niveau de l'oscillateur chargé de fournir les signaux analogiques qui vont démoduler le signal de réception haute fréquence.

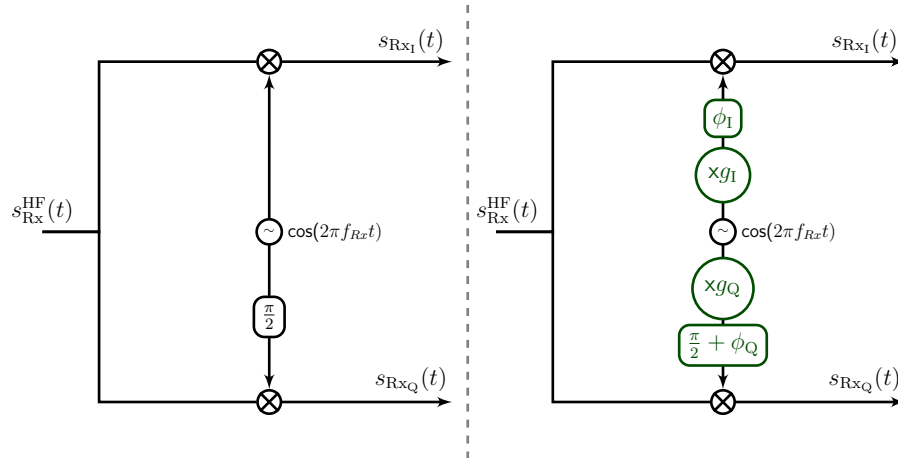


FIGURE F.1 – A gauche, schéma d'une démodulation phase-quadrature théorique, et à droite, démodulation en prenant en compte les imperfections matérielles

En effet, comme spécifié dans la partie 1.1.1.3, la démodulation en phase et en quadrature nécessite d'avoir deux signaux déphasés de $\pi/2$, de manière à conserver l'orthogonalité entre les deux voies placées sur la même porteuse (cf figure F.1). Si l'on note $s_I^{OL}(t)$ et $s_Q^{OL}(t)$ les signaux issus des deux branches de l'oscillateur, un couple de signaux garantissant la conservation de l'orthogonalité entre la voie en phase et la voie en quadrature sont ceux exprimés en (1.8) et (1.9). En pratique, il est difficile de garantir d'une part, un déphasage qui soit égal à $\pi/2$ de manière très précise, et d'autre part, un gain dans les deux branches qui soit identique [Valkama and Renfors, 2000, Tubbax et al., 2003, Hueber

et al., 2009]. Ainsi, les signaux qui vont servir à démoduler, en prenant en compte ces imperfections, s'expriment de la manière suivante [Valkama et al., 2000] :

$$s_I^{OL}(t) = g_I \cos(2\pi f_{Rx}t + \phi_I) \quad (F.1)$$

$$s_Q^{OL}(t) = -g_Q \sin(2\pi f_{Rx}t + \phi_Q) \quad (F.2)$$

où g_I et g_Q désignent les gains appliqués aux deux branches de démodulation (supposés proche de 1) et ϕ_I et ϕ_Q désignent les phases associées aux deux branches (supposées proches de 0).

F.2 Modèle bande de base

La démodulation, si elle est parfaite, c'est-à-dire réalisée avec (1.8) et (1.9), entraîne une récupération sans distorsion du signal : on ne récupère dans la voie I que le signal désiré en phase (ou la partie réelle de ce signal dans le cas du formalisme analytique), et on ne récupère que la composante du signal désiré en quadrature (ou partie imaginaire) dans la voie Q.

En présence de mismatch, cette orthogonalité n'est plus préservée. On aura dans la voie I et la voie Q un mélange des composantes en phase et en quadrature du signal désiré. Après échantillonnage, ce mélange peut être exprimé comme une mixture matricielle instantanée qui peut s'exprimer comme étant [Valkama et al., 2005] :

$$D(n) = A \times X(n) , \quad (F.3)$$

où $D(n) = \begin{bmatrix} d_I(n) \\ d_Q(n) \end{bmatrix}$ est le vecteur d'observation, $X(n) = \begin{bmatrix} x_I(n) \\ x_Q(n) \end{bmatrix}$ est le vecteur initial désiré, et A est la matrice de mélange associée aux paramètres d'IQ Mismatch

$$A = \begin{bmatrix} g_I \cos(\phi_I) & g_I \sin(\phi_I) \\ -g_Q \sin(\phi_Q) & g_Q \cos(\phi_Q) \end{bmatrix} \quad (F.4)$$

Il est à noter qu'en présence d'un oscillateur parfait, on a $g_I = g_Q = 1$, et $\phi_I = \phi_Q = 0$, donnant une matrice de mélange identité garantissant l'orthogonalité des voies .

Ici, on a modélisé l'impact du mismatch par des vecteurs et une matrice de mélange réelle, en scindant la voie I et la voie Q (et sans utiliser le signal analytique). Cette modélisation est plus adaptée ici, du fait de la nature des algorithmes de compensation utilisés. On peut cependant également modéliser l'impact du mismatch en utilisant directement le formalisme complexe. Ainsi, si on note $d(n)$ le signal d'observation complexe bande de base, et $x(n)$ le signal d'intérêt complexe et bande de base, l'impact du mismatch peut s'exprimer sous la forme [Valkama et al., 2005]

$$d(n) = K_1 x(n) + K_2 x^*(n) , \quad (F.5)$$

où $()^*$ dénote l'opérateur conjugué, et où K_1 et K_2 sont deux constantes complexes associées aux paramètres d'imperfections de l'oscillateur :

$$K_1 = \frac{1}{2} [g_I e^{-j\phi_I} + g_Q e^{-j\phi_Q}] \quad (\text{F.6})$$

$$K_2 = \frac{1}{2} [g_I e^{j\phi_I} - g_Q e^{j\phi_Q}] . \quad (\text{F.7})$$

Le détail de l'obtention des constantes K_1 et K_2 est décrit dans [Gerzaguet, 2011b, Annexe B]. Par ailleurs, en absence de mismatch, on retrouve directement $d(n) = x(n)$ et l'équivalence entre (F.3) et (F.5) est totale. Le signal de sortie compensé est alors défini par $e(n) = Y_1(n) + jY_2(n)$.

F.3 Compensation de l'IQ Mismatch

F.3.1 Stratégies de Compensation de la littérature

Les stratégies de compensation de l'IQ Mismatch, pour les architectures à conversion directe, peuvent se scinder en plusieurs grandes familles :

- Les stratégies d'estimation des paramètres du mismatch, où l'on cherche à estimer les paramètres de gains g_I , g_Q et les paramètres de phases ϕ_I et ϕ_Q . Une fois cette estimation réalisée, on procède dans chacune des voies à l'annulation de la composante non désirée à partir du mélange décrit dans (F.3) et (F.5). C'est notamment l'approche utilisée dans [Valkama and Renfors, 2004, Elahi et al., 2006b, Anttila et al., 2008].
- Les stratégies de compensation directe à base de séparation de source. Ici l'estimation se fait sur la matrice de mélange A décrite dans (F.4), et sur l'estimation de son inverse. C'est principalement l'approche utilisée par Valkama, basée sur l'algorithme Equivariant Adaptive Source via Independance (EASI), et initialement introduite pour des architectures super-hétérodynes [Valkama et al., 2000]. Des études associées à cette méthodologie pour les architectures à conversion directes ont également été réalisées dans [Valkama et al., 2005, Valkama et al., 2006, Sun et al., 2009].
- Les stratégies adaptées à l'OFDM. Dans le cas d'une modulation OFDM, le mismatch va entraîner une pollution de la porteuse d'indice k sur la porteuse d'indice $-k$ [Schuchert et al., 2001]. Par conséquent, certains algorithmes, placés après la FFT nécessaires à la démodulation, utilisent une compensation entre chaque couples de porteuses, par l'intermédiaire d'algorithmes d'estimation classique, tel que l'approche de minimisation des moindres carrés récursifs. C'est par exemple la méthodologie utilisée dans [Tarighat et al., 2005], qui combine l'utilisation des pilotes avec une méthode LS ou de [Fouladifard and Shafiee, 2003] qui compare une approche purement temporelle (sans prendre en compte la modulation OFDM), et une approche LMS pour l'estimation du mélange entre porteuses. Cependant cette approche n'est pas multi-standard, puisqu'elle se cantonne aux terminaux associés à de la modulation OFDM, et se situe en aval de la chaîne par rapport à l'endroit où l'on se place pour effectuer nos compensations.

- Les stratégies d'estimation conjointe. Enfin il est à noter que plusieurs papiers combinent l'estimation et la compensation de l'IQ mismatch avec la compensation du décalage de fréquence. C'est par exemple le cas des méthodes proposées dans [Tandur and Moonen, 2007] et [Horlin et al., 2007]. La raison est essentiellement thématique, au sens où le mismatch et le décalage de fréquence sont tous deux des imperfections de l'étage de démodulation associés à l'oscillateur.

F.3.2 Compensation de l'IQ Mismatch

La structure de compensation que l'on propose est basée sur les travaux de Valkama, initialement réalisé pour des chaînes hétérodynes [Valkama et al., 2000] et étendu au contexte des architectures à conversion directe [Valkama et al., 2005] et utilise un algorithme de séparation de source. En effet, la pollution entraîne un mélange matriciel instantané entre deux signaux et on dispose de deux sources d'information pour effectuer la séparation (la voie en phase et la voie en quadrature).

L'algorithme utilisé est l'algorithme EASI (Equivariant Adaptive Separation via Indépendance), introduit initialement par Cardoso dans [Cardoso and Laheld, 1996] et dont la structure récursive et en ligne est adaptée aux implémentations. Il consiste à l'estimation récursive de la matrice de séparation en utilisant une mesure d'indépendance entre les deux signaux par l'intermédiaire d'une matrice de blanchiment H . Le synoptique de la compensation est présentée sur la figure F.2 et l'algorithme est le suivant

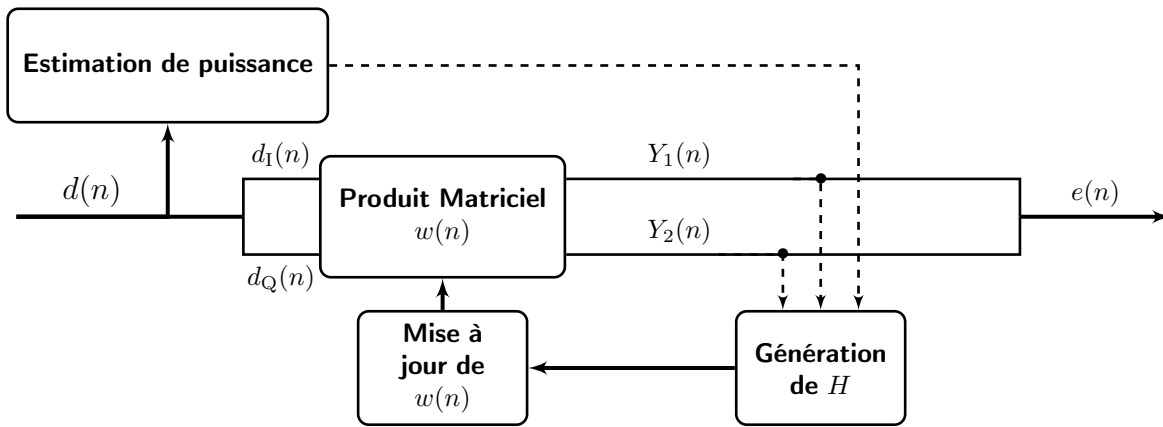


FIGURE F.2 – Synoptique de la compensation d'IQ Mismatch avec l'approche séparation de source.

$$\begin{aligned}
 Y(n) &= w(n)D(n) \\
 H &= Y(n)Y'(n) - \text{Id} \\
 w(n+1) &= (\text{Id} - \mu H)w(n),
 \end{aligned}$$

où Id est la matrice identité (ici de taille 2×2) et μ le pas de l'algorithme. Cet algorithme a d'excellentes performances asymptotiques, et on peut ajouter un système adaptatif tel que présenté dans le chapitre 2 afin d'accélérer la convergence tout en maintenant un régime asymptotique prédictible. L'algorithme avec la surcouche adaptative que nous

Paramètres	Configuration 1	Configuration 2
Décalage de Gain	2 dB	3dB
Décalage de Phase	3°	5°
μ (et μ_{\min} pour la surcouche adaptative)	6×10^{-5}	

TABLEAU F.1 – Paramètres utilisés pour la simulation de pollution et de compensation d'IQ Mismatch.

avons proposé durant mon travail de fin d'étude est le suivant [Gerzaguet, 2011b, Belveze and Gerzaguet, 2013] :

$$\begin{aligned}
Y(n) &= w(n)D(n) \\
H &= Y(n)Y^H(n) - \text{Id} \\
w(n+1) &= (\text{Id} - \mu_n H)w(n) \\
G_{n+1} &= (\text{Id} - \mu(n)H)G_n - Hw(n) - 2\mu(n)G_n Y_n Y_n^H \\
\mu(n+1) &= [\mu(n)(\gamma - \epsilon \text{trace}[HG(n)])]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}},
\end{aligned}$$

où γ et ϵ sont les paramètres usuels de la structure auto-adaptative proposée et μ_{\min} et μ_{\max} sont les bornes de variation du pas de l'algorithme EASI. La sortie de l'algorithme est donc finalement $e(n) = Y_1(n) + jY_2(n)$.

On compare les performances transitionnelles de la structure de compensation avec μ constant, et les performances de la structure auto-adaptatives sur la figure F.3, avec un saut de configuration à la moitié de la simulation dont l'ensemble des paramètres sont spécifiés dans le tableau F.1. On observe donc le bon comportement de l'algorithme et l'intérêt de la surcouche adaptative qui limite le régime transitionnel en convergence et en réaction.

On voit par ailleurs que la génération de la matrice de blanchiment H compare $Y(n)Y(n)^H$ à la matrice identité, ce qui n'a de sens qu'en présence d'un signal de variance unitaire. Il faut donc ajouter à notre système un contrôle de gain de manière à comparer $Y(n)Y(n)^H$ à une matrice diagonale de même puissance. En outre, il est nécessaire que le signal d'observation soit centré. Enfin, le bruit ajouté au signal, tant qu'il subit le phénomène de mismatch ne perturbe pas le fonctionnement de l'algorithme, contrairement au bruit ajouté après le mismatch (et avant l'algorithme). En conséquence, le placement de l'architecture de compensation d'IQ mismatch est stratégique : il faut le placer de manière à assurer sa convergence (donc après la compensation de la composante continue), mais avant les autres algorithmes de compensation d'auto-interférence, puisque chacun des algorithmes ajoutent un bruit résiduel (associé à la variance du processus d'estimation) qui vient interférer avec la compensation de Mismatch.

En conclusion, l'IQ mismatch est une pollution non négligeable qui altère les performances lors du décodage. Les contraintes sur le temps de convergence sont moindres, même si l'utilisation d'une solution à pas auto-adaptatif permet de limiter le temps de transition tout en fixant de très bonnes performances asymptotiques. L'architecture de compensation proposée, basée sur une méthode de séparation de source récursive est fonctionnelle, même si elle exige par nature à être placée dans les premiers traitements des

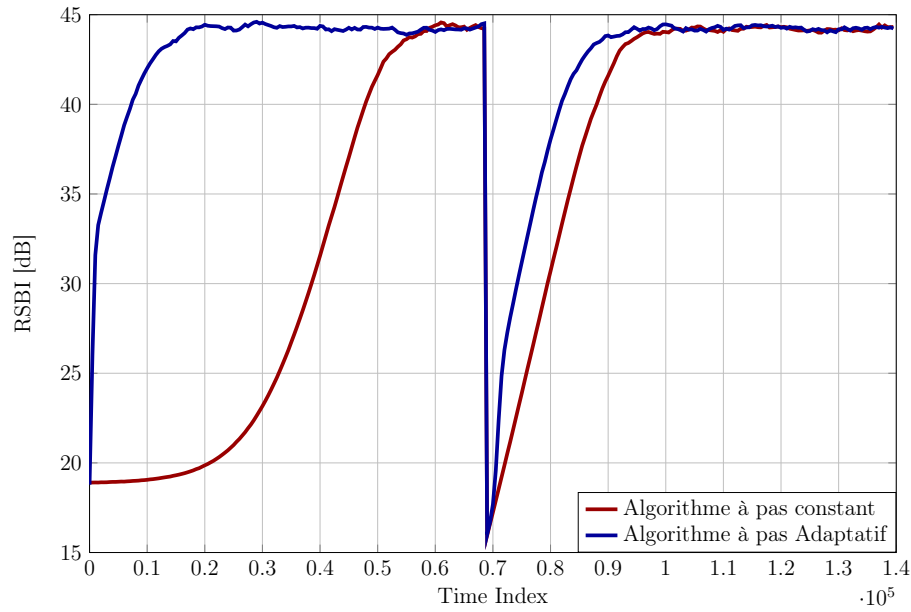


FIGURE F.3 – Performance transitionnelle de la méthode de compensation d'IQ Mismatch pour la solution à pas constant, et la solution à pas auto-adaptatif.

interférences, après la compensation de la composante continue afin d'en assurer sa bonne convergence.

Annexe G

Estimation auto-adaptative des paramètres d'un canal de Rayleigh

Cette appendice porte sur l'estimation auto-adaptatives des paramètres d'un canal de Rayleigh, modélisé ici par un canal auto-regressif d'ordre 1. Ces travaux, qui ne font pas directement partie intégrante de la thèse ont été présenté dans [Gerzaguet et al., 2013c].

De nombreux algorithmes d'estimation utilisent la corrélation temporelle du canal en employant un filtre de Kalman basé sur une approximation du premier (voire du second) ordre de l'évolution temporelle du canal en stipulant que la corrélation du canal est identique à la corrélation du modèle du canal, ou en utilisant un critère de minimisation de variance asymptotique pour piloter le filtre. Dans ce papier, on considère une approche simplifiée, basée sur un algorithme LMS pour lequel on calcule les expressions théoriques du pas optimal (par une stratégie voisine de celle notamment décrite dans les chapitres 3 et 4) et des performances asymptotiques maximales associées.

Cependant, placer l'algorithme à son point de fonctionnement optimal nécessite une connaissance sur les statistiques du canal, loin d'être effective en pratique (ce qui est également le cas pour les méthodes basées sur le filtre de Kalman). On propose donc une méthode adaptative basée sur une méthode de gradient stochastique qui n'utilise pas de connaissance *a priori* du canal pour l'estimer. On montre alors que les performances de cette méthode sont pratiquement identiques au filtre de Kalman de premier ordre, et à l'algorithme LMS piloté par le pas optimal.

On termine cet article en proposant une méthode auto-adaptative afin d'augmenter la vitesse de convergence et la réactivité de la méthode en utilisant l'approche développée dans la partie 2.2.3.1. L'algorithme ainsi dérivé est rapide avec de très bonnes performances asymptotiques et n'utilise pas de connaissances *a priori* sur les statistiques du canal.

G.1 Introduction

Channel estimation is a fundamental task for a wireless communication receiver and Kalman filter (KF) has been mostly used in the past years, concerning a large and va-

rious range of systems from MIMO [Komninakis et al., 2002] to OFDM systems [Chen and Zhang, 2004, Al-Naffouri, 2007, Hijazi and Ros, 2010]. A classical model for wireless communication is the Rayleigh channel with Jakes' Doppler spectrum also called Clarke's model [Jakes, , Clarke, 1968]. In the perspective of designing a recursive algorithm, an often used approximation of the channel consists of a first order auto-regressive model (AR1) (as in [Komninakis et al., 2002, Chen and Zhang, 2004, Baddour and Beaulieu, 2005, Tan and Beaulieu, 2000]), combined with a correlation matching (CM) criterion to set the AR1 coefficient. Thus for a given normalized Doppler frequency $f_d T$, this coefficient is equal to the standard Bessel AR1 coefficient $J_0(2\pi f_d T)$ (see section G.3), and the performance of this algorithm is quasi-optimal for high mobility case (see [Hijazi and Ros, 2010]). But, for most conventional Doppler frequencies, where channel variation within one symbol duration can be neglected, (*ie* $f_d T < 10^{-2}$) the performance of this estimator is relatively poor compared to less complex algorithms (see [Ros et al., 2010]), and is far from the Bayesian Cramer-Rao Bound. The analytical analysis of this poor performance is proved and explained in [Ghandour-Haidar et al., 2012] and [Barbieri et al., 2009], where a more suitable criterion based on the minimisation of the asymptotic variance (MAV) is also proposed. On the other hand, other adaptive algorithms can be obtained in using constant coefficients (versus time-varying Kalman gain in Kalman filter) if an *a priori* model of the dynamic of time-varying parameters is available ([Lindbom et al., 2002, Nasir, 2009]). However, all these methods require *a priori* knowledge of the statistics of the channel (Doppler frequency and observation noise variance), at least in their optimized versions.

The goal of this paper is to address the aforementioned issues. We develop and analyse self-adaptive estimation methods for Rayleigh flat fading channel, with almost same asymptotic performance than the Kalman of the literature based on the MAV criterion, considered as an *a priori* algorithm (algorithm which works with *a priori* knowledge of the channel statistics).

This paper is organized as follows. We give the system model in section G.2. In section G.3, we give a brief view of the Kalman approach with two different criteria. In section G.4, we present the stochastic approach with analytic analysis and proposition of two self-adaptive algorithms. Section G.5 validates our method by means of simulations results.

G.2 Model and estimation Objective

We consider the estimation of a flat Rayleigh fading channel. The normalized Doppler frequency of this channel is $f_d T$, where T is the symbol period. The discrete time observation is :

$$y_k = \alpha_k \cdot s_k + N_k , \quad (\text{G.1})$$

where k is the symbol index, α_k is the random complex gain of the channel with unit variance ($\sigma_\alpha^2 = 1$), s_k is the data symbol and N_k is a zero mean additive white circular Gaussian noise with variance σ_N^2 .

In this work, we concentrate on the performance of the channel estimator. So we treat a simplified case assuming the symbols are known (pilot-aided scenario) or perfectly decided (decision-directed scenario), thus we assume $s_k = 1$. Note that in practice, our channel estimator can easily be coupled with a detector in order to perform joint channel

estimation and decision tasks, for example via the Expectation-Maximization algorithm framework (see [Al-Naffouri, 2007]), or can be used to track the channel gain at pilot frequencies in an OFDM system as in [Chen and Zhang, 2004].

We consider a Jakes' Doppler Spectrum for the channel gain, also called Clarke's model given by :

$$\Gamma_\alpha(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_\alpha^2}{\pi f_d \sqrt{1 - (\frac{f}{f_d})^2}} & \text{if } |f| < f_d \\ 0 & \text{if } |f| > f_d \end{cases} \quad (\text{G.2})$$

The autocorrelation coefficient $R_\alpha[m]$ of the stationary complex gain α is then defined for lag m by :

$$R_\alpha[m] = E\{\alpha_{(n)} \cdot \alpha_{(n-m)}^*\} = \sigma_\alpha^2 J_0(2\pi f_d T \cdot m) , \quad (\text{G.3})$$

where J_0 is the zeroth-order Bessel function of the first kind.

Given the observation model (G.1) and the Doppler spectrum (G.2) for the dynamic evolution of the gain, we look for an estimation $\hat{\alpha}_{(n)}$ of $\alpha_{(n)}$. The estimation error is defined by

$$e_{(n)} \stackrel{\text{def}}{=} \alpha_{(n)} - \hat{\alpha}_{(n)} \quad (\text{G.4})$$

and we will study the asymptotic mean square error (MSE) :

$$\sigma_e^2 \stackrel{\text{def}}{=} E\{|e_{(n)}|^2\} \quad (\text{G.5})$$

G.3 Review of the Kalman filter with AR_1 Model

The first approach widely investigated in the literature consists in approximating the complex gain evolution by a first order auto-regressive model [Komninakis et al., 2002, Chen and Zhang, 2004, Tan and Beaulieu, 2000, Hijazi and Ros, 2010, Ghandour-Haidar et al., 2012, Barbieri et al., 2009] defined by :

$$\alpha_k^{AR1} = \gamma \alpha_{k-1}^{AR1} + b_k , \quad (\text{G.6})$$

where k is the symbol index, $0 < \gamma < 1$ and b_k a circular complex white additive noise with $\sigma_b^2 = (1 - \gamma^2)\sigma_\alpha^2$.

The γ coefficient is obtained by [Ghandour-Haidar et al., 2012] :

$$\gamma = \frac{R_{\alpha^{AR1}}[1]}{R_{\alpha^{AR1}}[0]} . \quad (\text{G.7})$$

From (G.6), a Kalman filter can be designed [Ghandour-Haidar et al., 2012] :

$$K_k = \frac{\gamma^2 P_{k-1} + \sigma_b^2}{\gamma^2 P_{k-1} + \sigma_b^2 + \sigma_N^2} \quad (\text{G.8})$$

$$P_k = (1 - K_k)(\gamma^2 P_{k-1} + \sigma_b^2) \quad (\text{G.9})$$

$$\hat{\alpha}_k = \gamma \hat{\alpha}_{k-1} + K_k(y_k - \gamma \hat{\alpha}_{k-1}) , \quad (\text{G.10})$$

where K_k is the Kalman gain and P_k is the prediction error variance.

The main issue is to link the algorithm to a value of γ . A usual choice in literature for an AR_1 model is to use *Correlation Matching* criterion [Komninakis et al., 2002,

Chen and Zhang, 2004, Hijazi and Ros, 2010, Baddour and Beaulieu, 2005] to match real autocorrelation function and AR autocorrelation function for lag 0 and 1 : $R_{\alpha^{AR_1}}[0] = R_{\alpha}[0] = \sigma_{\alpha}^2$ and $R_{\alpha^{AR_1}}[1] = R_{\alpha}[1]$. With (G.7) and (G.3) we obtain :

$$\gamma_{CM} = J_0(2\pi f_d T) . \quad (G.11)$$

This algorithm is called AR_{1CM} -KF [Ros et al., 2011]. For conventional Doppler, its asymptotic performance is not good enough and [Ghandour-Haidar et al., 2012] and [Barbieri et al., 2009] propose to change the CM criterion for the minimum of asymptotic variance (MAV) criterion. The optimal γ and its corresponding variance are then [Ghandour-Haidar et al., 2012], [Ros et al., 2011] :

$$\gamma_{MAV} = \sqrt{1 - 4 \sqrt[3]{(\pi f_d T)^4 \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{\alpha}^2}}} \quad (G.12)$$

$$\sigma_e^2(AR_{1MAV}) \simeq \frac{3}{2} (\sigma_{\alpha}^2)^{\frac{1}{3}} (\pi f_d T \sigma_N^2)^{\frac{2}{3}} . \quad (G.13)$$

The Kalman tuned with this *MAV* criterion, called AR_{1MAV} -KF, offers better asymptotic performance than the previous one (cf [Ghandour-Haidar et al., 2012]).

But it should be noted that the use of Kalman filters exhibits a certain complexity, and requires the knowledge of the channel statistics (see (G.11) or (G.12)). It is why we propose alternative methods in the next section.

G.4 Stochastic gradient approach

G.4.1 LMS approach : o_{1MAV} -F algorithm

In this part we do not consider an AR_1 model combined with a Kalman filter anymore, but a Least Mean Square approach to get \hat{a}_k , estimate of α_k [Brossier, 1997]. The chosen cost function is :

$$J(\hat{a}) = E [|y_k - \hat{a}|^2] . \quad (G.14)$$

A stochastic gradient approach using (G.14) leads to the update rule for the estimate :

$$\hat{a}_k = \hat{a}_{k-1} + \mu(y_k - \hat{a}_{k-1}) . \quad (G.15)$$

The algorithm is denoted o_{1MAV} -F.

It can also be regarded as a simplification of the Kalman estimation (G.10) in setting $\gamma = 1$, which means replacing the AR_1 model (G.6) by a Brownian model (also called random walk model) for the evolution of α (an integrated Brownian model could also be used as in [Lindbom et al., 2002, Nasir, 2009] or in [Ros and Simon, 2011]-section 4.1). But here a fixed gain $K_k = \mu$ is used as in a steady-state mode of the time varying Kalman filter. Indeed, it is well known that the LMS algorithm can be derived as a steady-state version of a Kalman Filter based on a Brownian model [Lindbom et al., 2002]. We get then in eq. (G.15) a simple first-order time-invariant filter, such that in Z-domain :

$$\hat{a}(z) = L(z)y(z) , \quad (G.16)$$

where L is the low pass filter with its cut-off normalized frequency $f_c T = \frac{\mu}{2\pi}$:

$$L(z) = \frac{\mu}{1 - (1 - \mu)z^{-1}} . \quad (\text{G.17})$$

Using (G.1) and (G.4) with (G.16) and (G.17), we can express the estimation error in Z domain as

$$e(z) = (1 - L(z)) \cdot \alpha(z) - L(z) \cdot N(z) \quad (\text{G.18})$$

from which we can derive the asymptotic MSE in frequency domain as :

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 = & \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |1 - L(e^{2j\pi fT})|^2 \cdot \Gamma_\alpha(f) df \\ & + \sigma_N^2 T \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |L(e^{2j\pi fT})|^2 df . \end{aligned}$$

Using (G.17), the second term on the right-hand side, only due to observed white noise, is equal to $\sigma_N^2 \cdot \frac{\mu}{2}$. Using (G.2) and by assuming that $f_d T \ll 1$ and that the cut-off frequency is properly adjusted ($2\pi f_d T \leq \mu \ll 1$), the overall estimation MSE can be approximated by :

$$\sigma_e^2 \approx \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2\pi f_d T}{\mu} \right)^2 \cdot \sigma_\alpha^2 + \sigma_N^2 \cdot \frac{\mu}{2} . \quad (\text{G.19})$$

Minimizing (G.19) we obtain the expression of the optimal gain μ_{MAV} and the corresponding minimal variance :

$$\mu_{MAV} = 2(\pi f_d T)^{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{\sigma_\alpha^2}{\sigma_N^2} \right)^{\frac{1}{3}} , \quad (\text{G.20})$$

$$\sigma_e^2(\text{O1}_{MAV}) = \frac{3}{2} (\sigma_\alpha^2)^{\frac{1}{3}} (\pi f_d T \sigma_N^2)^{\frac{2}{3}} . \quad (\text{G.21})$$

It is noticeable that the expression of the variance in tracking mode is the same as the $\text{AR1}_{MAV}\text{-KF}$ (G.12) reported in the literature, assuming the same *a priori* knowledge of the channel statistics.

G.4.2 Self Adaptive algorithm : $\text{O1}_{\text{AUTO-F}}$

The three algorithms $\text{AR1}_{\text{CM-KF}}$, $\text{AR1}_{\text{MAV-KF}}$ and $\text{O1}_{\text{MAV-F}}$ are called *a priori algorithms* as they depend on the knowledge of statistics of the channel (which might require an additional estimation process). In this part, we focus on a self-adaptive estimation. A stochastic descent on (G.15) is performed. We choose

$$J_2(\mu) = \lim_{k \rightarrow \infty} E [|y_k - \hat{a}_k|^2] \quad (\text{G.22})$$

as cost function, the gradient descent in the stochastic approximation is :

$$\mu_k = \mu_{k-1} - \epsilon \cdot \nabla_\mu J_2'(\mu, k)|_{k-1} , \quad (\text{G.23})$$

where $J_2'(k, \mu) = |y_k - \hat{a}_k|^2$. Considering the cost function defined in (G.22), a gradient is applied versus a real variable, equal to the step μ which belongs to \mathbb{R} . We use the stochastic approximation [Benveniste and Metivier, 1991] (*ie* we use the instantaneous value of the

estimation error $J'_2(\mu, k) = |y_k - \hat{a}_k|^2$ instead of $J_2(\mu) = \lim_{k \rightarrow \infty} E[|y_k - \hat{a}_k|^2]$, and the update of the gain is expressed as :

$$\begin{aligned}\mu_k &= \mu_{k-1} - \epsilon \cdot \nabla_\mu J'_2(\mu, k)|_{k-1} \\ \mu_k &= \mu_{k-1} - \epsilon \cdot \nabla_\mu (|y_k - \hat{a}_k|^2)|_{k-1} .\end{aligned}\tag{G.24}$$

We denote $\nabla_\mu(\cdot) = \frac{\partial(\cdot)}{\partial\mu}$, $c(k) = y(k) - \hat{a}(k)$, with $c_I(k)$ the real part and $c_Q(k)$ the imaginary part of $c(k)$, and we express the gradient of $c(k)$ respect to μ :

$$\begin{aligned}\nabla_\mu |c(k)|^2 &= \nabla_\mu c(k) \cdot c(k)^* \\ &= c(k) \nabla_\mu c(k)^* + c(k)^* \nabla_\mu c(k) \\ &= (c_I(k) + jc_Q(k)) \nabla_\mu (c_I(k) - jc_Q(k)) \\ &\quad + (c_I(k) - jc_Q(k))^* \nabla_\mu ((c_I(k) - jc_Q(k))) \\ &= 2c_I(k) \nabla_\mu c_I(k) + 2c_Q(k) \nabla_\mu c_Q(k) .\end{aligned}$$

Besides,

$$\begin{aligned}2\Re((c(k) \nabla_\mu c^*(k))) &= 2\Re((c_I(k) + jc_Q(k)) \nabla_\mu (c_I(k) - jc_Q(k))) \\ &= 2c_I(k) \nabla_\mu c_I(k) + 2c_Q(k) \nabla_\mu c_Q(k) .\end{aligned}$$

Which leads to the expression of the gradient of a modulus

$$\nabla_\mu |c(k)|^2 = 2\Re(c(k) \nabla_\mu c^*(k))\tag{G.25}$$

which, in our case as the observation is independent from the step leads to the iterative expression of the step :

$$\mu_k = \mu_{k-1} + 2\epsilon \cdot \Re\left[(y_k - \hat{a}_k) \frac{\delta \hat{a}_k^*}{\delta \mu}\right]_{k-1}\tag{G.26}$$

with k the symbol index, μ_k the gain at iteration k , ϵ a constant step, $(\cdot)^*$ the conjugate and $\Re(\cdot)$ the real part of complex value. If we denote $G_k = \frac{\partial \hat{a}_k}{\partial \mu}$, the G_k coefficient can be obtained by deriving (G.15) :

$$G_k = (1 - \mu_{k-1})G_{k-1} + (y_k - \hat{a}_{k-1}) .\tag{G.27}$$

The stochastic self-adaptive algorithm, called $\text{o1}_{\text{AUTO-F}}$, becomes :

$$\begin{aligned}\hat{a}_k &= \hat{a}_{k-1} + \mu_{k-1}(y_k - \hat{a}_{k-1}) \\ G_k &= (1 - \mu_{k-1})G_{k-1} + (y_k - \hat{a}_{k-1}) \\ \mu_k &= \mu_{k-1} + \epsilon \cdot \Re[(y_k - \hat{a}_{k-1})G_{k-1}^*] .\end{aligned}\tag{G.28}$$

G.4.3 Self Adaptive speed algorithm : $\text{o1}_{\text{AUTO2-F}}$

One of the drawback with stochastic gradient approach is that the speed-accuracy compromise for μ is set by ϵ . If having a too important value of ϵ will seriously decrease asymptotic accuracy, dimensioning a too small value of ϵ creates two problems :

- A long transitional regime before convergence,

- A strong inertia : $O_{1\text{AUTO-F}}$ will not react to a modification of statistics of the channel (modification of Doppler frequency, SNR...).

To ensure a fast and reactive algorithm with less asymptotic error, we propose to add an adaptive speed to the previous algorithm (G.28). The same cost function as previously is used :

$$J_3(\epsilon) = \lim_{k \rightarrow \infty} E [|y_k - \hat{a}_k|^2] . \quad (\text{G.29})$$

However, it should be noted that the adaptive algorithms deriving from (G.22) and (G.29) will not have the same trajectory, as we consider only an adaptive gain versus an adaptive gain and an adaptive speed in the second case. By adding an other adaptive system, some additional derivative components appear, all initialized to zero, and we define :

$$N_k = \frac{\delta \hat{a}_k}{\delta \epsilon}, \quad M_k = \frac{\delta G_k}{\delta \epsilon}, \quad L_k = \frac{\delta \mu_k}{\delta \epsilon} . \quad (\text{G.30})$$

We propose a original update for the speed coefficient to have a better convergence of the gain μ_k . This update is a combination of a multiplicative procedure [Benveniste and Metivier, 1991, Wee-Peng and Farhang-Boroujeny, 2001] and the use of an exponential forgotten factor ζ with $\zeta < 1$ and ζ near of 1 [Goh and Mandic, 2007].

$$\epsilon_k = \epsilon_{k-1} \cdot (\zeta - \lambda \Re((y_k - \hat{a}_{k-1})N_{k-1}^*)) , \quad (\text{G.31})$$

where λ is a constant step. For convergence reason we commonly bound ϵ factor : $0 < \epsilon_{min} \leq \epsilon_k \leq \epsilon_{max}$. The choice of ϵ_{min} and ϵ_{max} is discussed in section G.5. Notice that in asymptotic mode, the cost function represented by $\Re((y_k - \hat{a}_{k-1})N_{k-1}^*)$ is close to zero, and then the adaptive coefficient converges to ϵ_{min} with a geometric descent ($\epsilon_k \approx \zeta \cdot \epsilon_{k-1}$).

Considering derivation of the three equations of (G.28), we obtain the adaptive algorithm with adaptive speed $O_{1\text{AUTO2-F}}$:

Channel estimation

$$\hat{a}_k = \hat{a}_{k-1} + \mu_{k-1}(y_k - \hat{a}_{k-1})$$

Gain estimation

$$G_k = (1 - \mu_{k-1})G_{k-1} + (y_k - \hat{a}_{k-1})$$

$$\mu_k = \mu_{k-1} + \epsilon_{k-1} \cdot \Re[(y_k - \hat{a}_{k-1})G_{k-1}^*]$$

Adaptive speed

$$N_k = N_{k-1} + L_{k-1}(y_k - \hat{a}_{k-1}) - \mu_{k-1}N_{k-1}$$

$$L_k = L_{k-1} + \Re((y_k - \hat{a}_{k-1})G_{k-1}^*)$$

$$+ \epsilon_{k-1}\Re((y_k - \hat{a}_{k-1})M_{k-1}^*) - \epsilon_{k-1}\Re(G_{k-1}^*N_{k-1})$$

$$M_k = (1 - \mu_{k-1})M_{k-1} - L_{k-1}G_{k-1} - N_{k-1}$$

$$\epsilon_k = [\epsilon_{k-1} \cdot (\zeta - \lambda \Re((y_k - \hat{a}_{k-1})N_{k-1}^*))]_{\epsilon_{min}}^{\epsilon_{max}} . \quad (\text{G.32})$$

Where $[\epsilon]_{\epsilon_{min}}^{\epsilon_{max}}$ means that the ϵ value is bound between ϵ_{min} and ϵ_{max} . Asymptotically, due to the geometric multiplicative update of the adaptive speed, $\epsilon_k = \epsilon_{min}$, and then the algorithm described in (G.32) is equivalent to (G.28).

The three algorithms ($O_{1\text{MAV-F}}$, $O_{1\text{AUTO-F}}$ and $O_{1\text{AUTO2-F}}$) have the same structure, but only the last two are totally self-adaptive without *a priori* knowledge. Besides $O_{1\text{AUTO2-F}}$ is an improvement of $O_{1\text{AUTO-F}}$ as the speed adaptivity is an overlay which aims at increasing the speed and reactivity of the stochastic algorithm.

G.5 Simulation

In this section the proposed algorithms of the section G.4 are compared in terms of asymptotic performance, convergence speed and convergence accuracy to the algorithms reported into literature (AR_{CM} -KF [Komninakis et al., 2002, Chen and Zhang, 2004, Al-Naffouri, 2007, Hijazi and Ros, 2010] and AR_{MAV} -KF [Barbieri et al., 2009, Ghandour-Haidar et al., 2012]) and in section G.3. For all our simulations, the channel autocorrelation function is assumed to be given by the widely accepted Jakes' model, as stated in section G.2. Excepted for the last figure G.5, the channel estimator is tested assuming the knowledge of the data (pilot aided scenario, with $s_k = 1$).

First, for standard SNR (20dB) and normalized frequency $f_d T$ (10^{-3}), fig.G.1 shows that $\mu(k)$ converges to μ_{MAV} and that adaptive speed algorithm is faster and more accurate than the constant step solutions. The bound of ϵ can be chosen in a wide range and ϵ_{max} is designed to ensure a fast initial convergence ($\epsilon_{max}=1$). On the other hand, ϵ_{min} can be very small to reduce convergence error, and in the simulation, $\epsilon_{min} = 10^{-5}$.

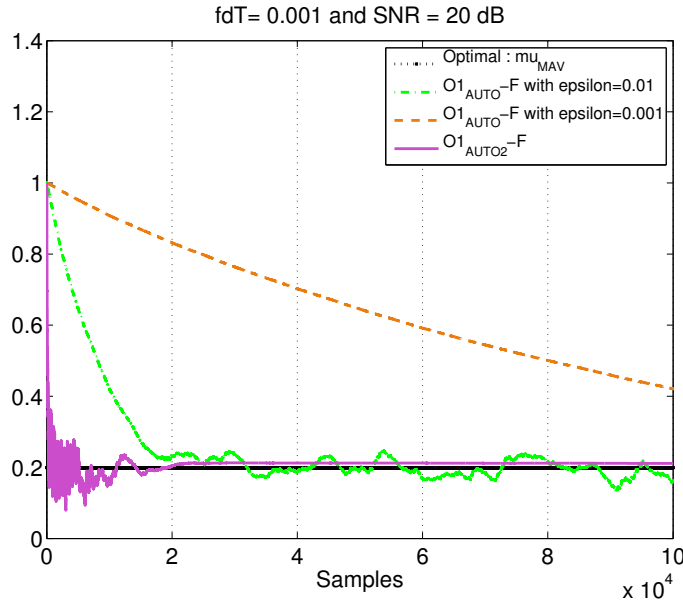
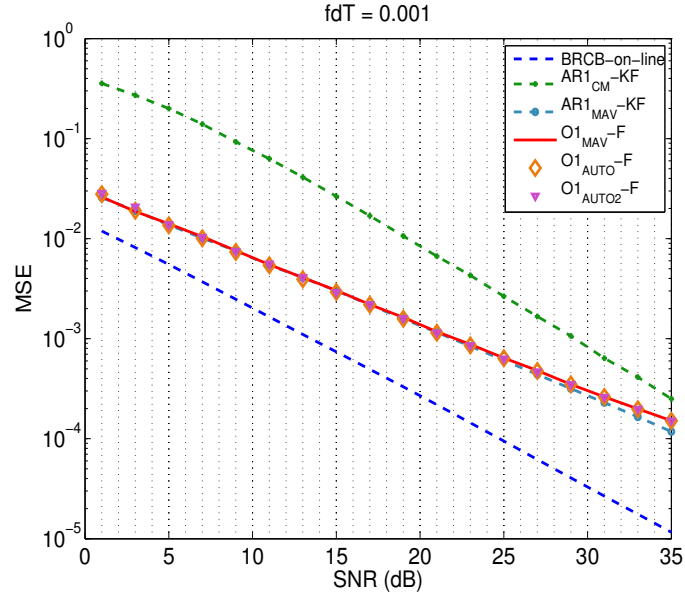


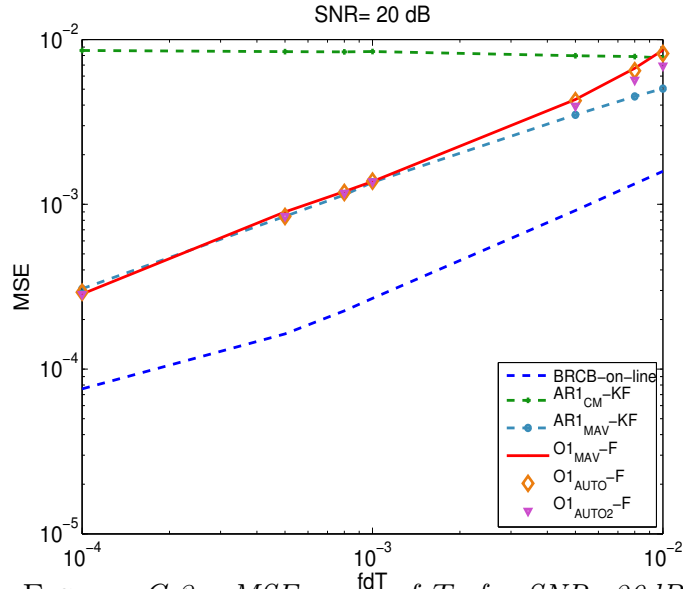
FIGURE G.1 – Step-size μ for $SNR= 20dB$ and $f_d T = 10^{-3}$

Fig.G.2 gives the comparison between asymptotic MSE versus SNR for a normalized Doppler frequency $f_d T = 10^{-3}$ and the Bayesian Cramer Rao Bound (BCRB) ([Hijazi and Ros, 2009]). It shows that the *MAV*-based algorithms have better performance than the Kalman filter using *CM* criterion [Komninakis et al., 2002, Chen and Zhang, 2004] which corroborates the results of [Ghandour-Haidar et al., 2012], [Barbieri et al., 2009] and [Ros and Simon, 2011]. It is above all observed that self-adaptive algorithms have almost the same asymptotic performance as the *a priori* algorithms. Thus, using self-adaptive algorithms without *a priori* information does not decrease the method efficiency. Besides, the asymptotic performance of the optimal step size algorithm $O1_{MAV-F}$ directly validates the theoretical expressions (G.20) and (G.21) as it reaches the bound of the Kalman-*MAV* Filter expressed in (G.13) for slow normalized Doppler frequency.

Fig.G.3 compares MSE versus normalized Doppler frequency $f_d T$ for a given SNR of

FIGURE G.2 – MSE versus SNR, for $f_dT = 10^{-3}$

20dB. As described in [Ghandour-Haidar et al., 2012] and [Ros and Simon, 2011], for low normalized Doppler frequency, the MAV algorithms have better behaviour than the Kalman filter with CM criterion. Besides, the self-adaptive algorithms maintains the same asymptotic performance as the *a priori* algorithm.

FIGURE G.3 – MSE versus f_dT , for SNR=20dB

We finally consider the transitional Mean Squared Error (in dB) of the estimate of the channel in Figure G.4, for a normalized Doppler frequency of 10^{-3} and a 20dB SNR, for the 500 first samples. The asymptotic performance of the different methods are almost the same, which is coherent with figure G.3 except for the $O1_{\text{AUTO-F}}$ which is still in transitional mode. The Kalman Filter based on the MAV criterion has best performance in terms of speed and accuracy, due to its *a priori* knowledge. The $O1_{\text{AUTO2-F}}$ is very

fast at the beginning of the simulation (faster than the optimal step size algorithm and comparable to the Kalman Filter) but then reached the asymptotic level with a slower speed due to the oscillations of the step size (cf figure G.1). The design of the adaptive speed algorithm joins initial fast speed and good asymptotic mode, and this without any *a priori* knowledge.

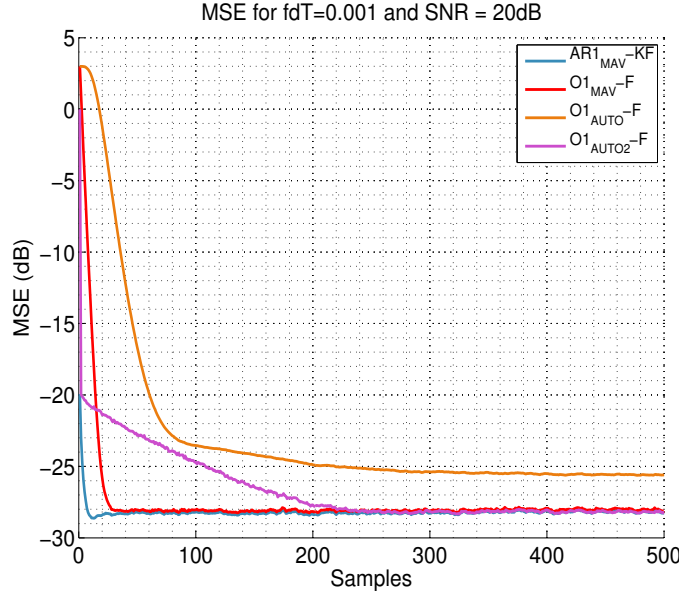


FIGURE G.4 – Evolution of MSE for the 500 first samples and different algorithms : The MAV-Kalman filter $AR1_{MAV-KF}$, the optimal step size algorithm $O1_{MAV-F}$, the constant speed algorithm $O1_{AUTO-F}$ and the adaptive speed algorithm $O1_{AUTO2-F}$.

Until now, all the performances are dressed in terms of MSE. Finally, we have a look at the consequences in terms of Bit Error Rate (BER) in figure G.5. This figure refers to a binary PSK (BPSK) transmitted over a Rayleigh fading channel with $f_d T = 10^{-3}$ versus different values of the SNR. In order to ensure convergence of the iterative detection and decoding algorithm, 10 pilot symbols (known at the receiver) are inserted every 100 transmitted symbols¹. So we use a semi-blind pilot assisted channel estimation. The BER results agree with the previous MSE performance². We show that self adaptive methods have same BER performance as *a priori* methods optimized with the MAV criterion and outperform the conventional Kalman filter when the latter is based on the CM criterion.

G.6 Conclusion

This study focuses on the estimation methods of the complex gain of a flat fading Rayleigh channel with Jakes' Doppler spectrum based on first order approximation mo-

1. To use the KF equations in (G.8), (G.9), (G.10), the $O1_{MAV-F}$ in (G.15) the $O1_{AUTO-F}$ in (G.28) and the $O1_{AUTO2-F}$ in (G.32) which are given for known symbols case, i.e. for $s_k = 1$ in (G.1), and since we have $s_k \in \{-1; +1\}$, the different equations are modified by substituting y_k with $y_k \times \hat{s}_{k|k-1}^*$ where $\hat{s}_{k|k-1}^* = s_k$ if s_k is known (pilot) or $\hat{s}_{k|k-1}^* = \text{sgn}\{\Re(\alpha_{k-1}^* \times y_k)\}$ if s_k is unknown (data). In this case, $\hat{s}_{k|k-1}^*$ represents the *a priori* decision and the final decision will be $\hat{s}_k = \text{sgn}\{\Re(\hat{\alpha}_k^* \times y_k)\}$.

2. In this semi-blind scenario, we may have error propagation effect, leading to MSE performance different from formulae established for pilot-aided scenario.

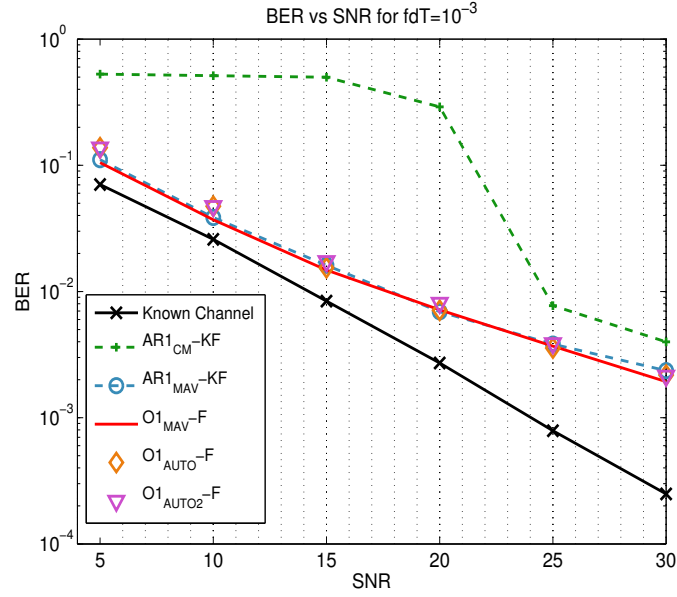


FIGURE G.5 – BER in function of SNR for $f_d T = 10^{-3}$ for the different algorithms : The CM-Kalman Filter $AR1_{CM-KF}$, The MAV Kalman filter $AR1_{MAV-KF}$, the optimal step size algorithm $O1_{MAV-F}$, the constant speed algorithm $O1_{AUTO-F}$ and the adaptive speed algorithm $O1_{AUTO2-F}$.

dels. We first have checked that first order auto-regressive Kalman filter, tuned by the traditional Correlation Matching criterion (leading to the $AR1_{CM-KF}$) can be significantly improved for low normalized Doppler frequency by using a more appropriate *Minimum Asymptotic Variance* criterion ($AR1_{MAV-KF}$). Next, we showed that a LMS approach can have the same asymptotic performance than the $AR1_{MAV-KF}$ when the LMS is tuned with the optimal step-size for which we provide analytical expression. Besides, we have designed a self-adaptive stochastic gradient algorithm. This algorithm is recursive and has almost the same asymptotic performance as the $AR1_{MAV-KF}$. As this solution has a very good asymptotic mode but a low transitional speed, we add an adaptive speed factor ϵ_k to our algorithm leading to a fast and accurate solution. Thus the two last algorithms are self-adaptive and work without any knowledge of the channel statistics.

Bibliographie

- [3rd Generation Partnership Project, 2011] 3rd Generation Partnership Project (2011). Umts - ue radio access capabilities, release 8. Technical report, 3GPP.
- [Abidi, 1995] Abidi, A. (1995). Direct-conversion radio transceivers for digital communications. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 30(12) :1399–1410.
- [Aboulnasr and Mayyas, 1997] Aboulnasr, T. and Mayyas, K. (1997). A robust variable step-size lms-type algorithm : analysis and simulations. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(3) :631–639.
- [Al-Naffouri, 2007] Al-Naffouri, T. Y. (2007). An EM-Based Forward-Backward kalman filter for the estimation of Time-Variant channels in OFDM. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(7) :3924–3930.
- [Anttila et al., 2008] Anttila, L., Valkama, M., and Renfors, M. (2008). Circularity-based I/Q imbalance compensation in wideband direct-conversion receivers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(4) :2099–2113.
- [Atallah and Ismail, 2006] Atallah, J. and Ismail, M. (2006). Future 4G front-ends enabling smooth vertical handovers. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 22(1) :6–15.
- [Baddour and Beaulieu, 2005] Baddour, K. E. and Beaulieu, N. C. (2005). Autoregressive modeling for fading channel simulation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(4) :1650–1662.
- [Barbieri et al., 2009] Barbieri, A., Piemontese, A., and Colavolpe, G. (2009). On the ARMA approximation for fading channels described by the clarke model with applications to kalman-based receivers. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(2) :535–540.
- [Baudin and Belveze, 2004] Baudin, P. and Belveze, F. (2004). Impact of RF impairments on a DS-CDMA receiver. *IEEE Transactions on Communications*, 52(1) :31–36.
- [Belveze and Gerzaguet, 2013] Belveze, F. and Gerzaguet, R. (2013). IQ mismatch compensation.
- [Benveniste and Metivier, 1991] Benveniste, A. and Metivier, P. (1991). *Adaptive algorithms and stochastic approximations*. Springer.
- [Bershad and Macchi, 1991] Bershad, N. and Macchi, O. (1991). Adaptive recovery of a chirped sinusoid in noise. II. performance of the lms algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 39(3) :595–602.
- [Blasko, 1998] Blasko, V. (1998). Adaptive filtering for selective elimination of higher harmonics from line currents of a voltage source converter. In *Proc. Thirty-Third IAS Annual Meeting Industry Applications Conf*, volume 2, pages 1222–1228.

- [Bondar et al., 2008] Bondar, D., Budimir, D., and Shelkovnikov, B. (2008). Minimizing memory effects in OFDM transmitters using adaptive baseband equalization. In *Proc 18th International Crimean Conference on Microwave Telecommunication Technology (CriMiCo)*, pages 272–275.
- [Brandolini et al., 2005] Brandolini, M., Rossi, P., Manstretta, D., and Svelto, F. (2005). Toward multistandard mobile terminals - fully integrated receivers requirements and architectures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(3) :1026–1038.
- [Brossier, 1997] Brossier, J. (1997). *Signal et communication numerique*. Hermes.
- [Candy and Benjamin, 1981] Candy, J. and Benjamin, O. (1981). The structure of quantization noise from sigma-delta modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 29(9) :1316–1323.
- [Cardoso and Laheld, 1996] Cardoso, J.-F. and Laheld, B. (1996). Equivariant adaptive source separation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 44(12) :3017 –3030.
- [Chan et al., 2006] Chan, P., Lo, E., Wang, R., Au, E., Lau, V., Cheng, R., Mow, W. H., Murch, R., and Letaief, K. (2006). The evolution path of 4g networks : FDD or TDD ? *IEEE Communications Magazine*, 44(12) :42–50.
- [Chao, 2002] Chao, J. (2002). Analysis and fast RLS algorithms of quadratic volterra ADF. In *Proc. 14th International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, volume 2, pages 749–752 vol.2.
- [Chen and Zhang, 2004] Chen, W. and Zhang, R. (2004). Kalman-filter channel estimator for OFDM systems in time and frequency-selective fading environment. In *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, volume 4, pages iv–377 – iv–380 vol.4.
- [Clarke, 1968] Clarke, R. (1968). A statistical theory of mobile-radio reception. *Bell Syst. Tech. J.*, 47(6) :957–1000.
- [Cotte, 2014] Cotte, F. (2014). Mise en place et validation de chaînes de communication numérique sur une plateforme de radio logicielle. Master’s thesis, Grenoble INP.
- [Cripps, 1999] Cripps, S. (1999). *RF Power Amplifiers for Wireless Communication*. Artech House Norwood.
- [Demir et al., 2000] Demir, A., Mehrotra, A., and Roychowdhury, J. (2000). Phase noise in oscillators : a unifying theory and numerical methods for characterization. *Proc. IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 47(5) :655–674.
- [Dufrene and Weigel, 2005] Dufrene, K. and Weigel, R. (2005). Highly linear IQ down-converter for reconfigurable wireless receivers. In *The European Conference on Wireless Technology*, pages 19–22.
- [Egiazarian et al., 2003] Egiazarian, K., Kuosmanen, P., and Bilcu, R. (2003). Variable step-size LMS adaptive filters for CDMA multiuser detection. In *Proc. 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service (TELSIKS)*., volume 1, pages 259 – 264 vol.1.
- [Elahi et al., 2006a] Elahi, I., Muhammad, K., and Balsara, P. (2006a). IIP2 and DC offsets in the presence of leakage at LO frequency. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, 53(8) :647–651.

- [Elahi et al., 2006b] Elahi, I., Muhammad, K., and Balsara, P. (2006b). I/Q mismatch compensation using adaptive decorrelation in a low-IF receiver in 90-nm CMOS process. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 41(2) :395–404.
- [Elliott and Darlington, 1985] Elliott, S. and Darlington, P. (1985). Adaptive cancellation of periodic, synchronously sampled interference. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 33(3) :715 – 717.
- [Enz and Cheng, 2000] Enz, C. and Cheng, Y. (2000). MOS transistor modeling for RF IC design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 35(2) :186–201.
- [Evans et al., 1993] Evans, J., Xue, P., and Liu, B. (1993). Analysis and implementation of variable step size adaptive algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(8) :2517–2535.
- [Farrow, 1988] Farrow, C. W. (1988). A continuously variable digital delay element. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pages 2641–2645 vol.3.
- [Faulkner, 2002] Faulkner, M. (2002). DC offset and IM2 removal in direct conversion receivers. *IEE Proceedings on Communications*, 149(3) :179–184.
- [Fei-xiang et al., 2012] Fei-xiang, L., Zhi-jin, Z., and Zhi-dong, Z. (2012). An adaptive volterra filtering algorithm with reduced parameters and kernels combination. In *Proc. IEEE 11th International Conference on Signal Processing (ICSP)*, volume 1, pages 281–284.
- [Fettweis et al., 2005] Fettweis, G., Lohning, M., Petrovic, D., Windisch, M., Zillmann, P., and Rave, W. (2005). Dirty RF : a new paradigm. In *Proc. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, volume 4, pages 2347–2355 Vol. 4.
- [Fouladifard and Shafiee, 2003] Fouladifard, S. and Shafiee, H. (2003). On adaptive cancellation of IQ mismatch in OFDM receivers. In *Proc IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, volume 4, pages IV–564–7 vol.4.
- [Frotzscher and Fettweis, 2008a] Frotzscher, A. and Fettweis, G. (2008a). Baseband analysis of Tx leakage in WCDMA zero-IF-receivers. In *3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, pages 129–134.
- [Frotzscher and Fettweis, 2008b] Frotzscher, A. and Fettweis, G. (2008b). A stochastic gradient LMS algorithm for digital compensation of Tx leakage in Zero-IF-Receivers. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. VTC Spring*, pages 1067–1071.
- [Frotzscher and Fettweis, 2009a] Frotzscher, A. and Fettweis, G. (2009a). Least squares estimation for the digital compensation of tx leakage in zero-if receivers. In *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–6.
- [Frotzscher and Fettweis, 2009b] Frotzscher, A. and Fettweis, G. (2009b). Preamble design for the digital compensation of tx leakage in zero-if receivers. In *Proc. IEEE 10th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC '09)*, pages 429–433.
- [Frotzscher and Fettweis, 2009c] Frotzscher, A. and Fettweis, G. (2009c). Tx leakage impact on analog-digital conversion in zero-if receivers. In *Proc. IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall)*, pages 1–5.

- [Frotzscher and Fettweis, 2012] Frotzscher, A. and Fettweis, G. (2012). Digital compensation of transmitter leakage in FDD zero-IF receivers. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 23(2) :105–120.
- [Frotzscher et al., 2009] Frotzscher, A., Plettemeier, D., and Fettweis, G. (2009). On the time variance of Tx leakage in FDD Zero-IF Transceivers. In *Proc. IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall)*, pages 1–5.
- [Fujiwara et al., 2009] Fujiwara, T., Tomisatoy, S., Hatay, M., Fujii, H., Asai, T., and Okumura, Y. (2009). An adaptive soft clipping method for spectrum sharing OFDMA systems. In *Proc IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 305–309.
- [Gerzaguet, 2011a] Gerzaguet, R. (2011a). DC offset compensation : a preliminary study. Technical report, ST-Ericsson.
- [Gerzaguet, 2011b] Gerzaguet, R. (2011b). Modélisation d’un transceiver RF multi-standards et étude d’algorithmes de traitement du signal pour la compensation de l’IQ mismatch. Master’s thesis, Grenoble-INP.
- [Gerzaguet et al., 2014a] Gerzaguet, R., Ros, L., Belveze, F., and Brossier, J.-M. (2014a). Joint estimation of complex gain and fractional delay for Tx leakage compensation in FDD transceivers. In *Proc. 21st International Conference on Electronics Circuits and Systems (ICECS)*.
- [Gerzaguet et al., 2014b] Gerzaguet, R., Ros, L., Belveze, F., and Brossier, J.-M. (2014b). On the performance of digital adaptive spur cancellation for multi-standard radio frequency transceivers. *Digital Signal Processing*, 33 :Pages 83–97.
- [Gerzaguet et al., 2013a] Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., and Belveze, F. (2013a). Architectures numériques parallèles et successives pour la suppression de *spurs* multiples dans un terminal radio fréquence multi-standard et performances théoriques. In *Proc. 24eme colloque Grets*, pages 1–4.
- [Gerzaguet et al., 2013b] Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., and Belveze, F. (2013b). Performances d’un supprimeur numérique adaptatif de *spurs* dans un terminal radio-fréquence multistandard en présence d’imperfections sur la référence. In *Proc. 24eme colloque Grets*, pages 1–4.
- [Gerzaguet et al., 2013c] Gerzaguet, R., Ros, L., Brossier, J.-M., Belveze, F., and Ghandour-Haidar, S. (2013c). Self-adaptive stochastic rayleigh flat fading channel estimation. In *Proc. 18th International Conference on Digital Signal Processing (DSP 2013)*, pages 1–6.
- [Ghandour-Haidar et al., 2012] Ghandour-Haidar, S., Ros, L., and Brossier, J.-M. (2012). On the use of first-order autoregressive modeling for rayleigh flat fading channel estimation with kalman filter. *Signal Processing*, 92(2) :601–606.
- [Glover, 1977] Glover, J., J. (1977). Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences. 25(6) :484–491.
- [Goh and Mandic, 2007] Goh, S.-L. and Mandic, D.-P. (2007). Stochastic Gradient-Adaptive Complex-Valued nonlinear neural adaptive filters with a Gradient-Adaptive step size. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 18(5) :1511–1516.
- [Gouba and Louet, 2013] Gouba, O. and Louet, Y. (2013). Digital predistortion expressed as an adding signal technique in OFDM context. In *Proc. IEEE 11th International on New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pages 1–4.

- [Gouba and Louet, 2012] Gouba, O. A. and Louet, Y. (2012). Theoretical analysis of the trade-off between efficiency and linearity of the high power amplifier in OFDM context. In *Proc. 18th European Wireless Conference European Wireless (EW)*., pages 1–7.
- [Griffith and Arce, 1997] Griffith, D.W., J. and Arce, G. (1997). Partially decoupled volterra filters : formulation and LMS adaptation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(6) :1485–1494.
- [Gunturi and Balakrishnan, 2009] Gunturi, S. and Balakrishnan, J. (2009). Mitigation of narrowband interference in differentially modulated communication systems. In *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 2549–2552.
- [Hardin et al., 1994] Hardin, K., Fessler, J., and Bush, D. (1994). Spread spectrum clock generation for the reduction of radiated emissions. In *Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 227–231.
- [Hardin et al., 1995] Hardin, K., Fessler, J., and Bush, D. (1995). A study of the interference potential of spread spectrum clock generation techniques. In *Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 624–629.
- [Harris, 1997] Harris, F. (1997). Performance and design of farrow filter used for arbitrary resampling. In *Proc. 13th International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, volume 2, pages 595–599 vol.2.
- [Harris et al., 1986] Harris, R., Chabries, D., and Bishop, F. (1986). A variable step (vs) adaptive filter algorithm. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 34(2) :309–316.
- [Haykin, 1996] Haykin, S. (1996). *Adaptive filter theory*. Prentice Hall.
- [Hijazi and Ros, 2009] Hijazi, H. and Ros, L. (2009). Bayesian Cramer-Rao bounds for complex gain parameters estimation of slowly varying rayleigh channel in ofdm systems. *Signal Processing*, 89(1) :111 – 115.
- [Hijazi and Ros, 2010] Hijazi, H. and Ros, L. (2010). Joint data QR-detection and kalman estimation for OFDM time-varying rayleigh channel complex gains. *IEEE Transactions on Communications*, 58(1) :170–178.
- [Ho and Huang, 2005] Ho, S.-F. and Huang, H.-Y. (2005). A wideband programmable spread-spectrum clock generator. In *Proc. Asian Solid-State Circuits Conference*, pages 521–524.
- [Horlin et al., 2007] Horlin, F., Bourdoux, A., Lopez-Estraviz, E., and Van Der Perre, L. (2007). Low-complexity EM-based joint CFO and IQ imbalance acquisition. In *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 2871–2876.
- [Hsieh et al., 2007] Hsieh, B., Lin, M., and TU, W. (2007). Automatic gain control apparatus. US Patent 7,295,073.
- [Hueber et al., 2009] Hueber, G., Zou, Y., Dufrene, K., Stuhlberger, R., and Valkama, M. (2009). Smart front-end signal processing for advanced wireless receivers. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 3(3) :472–487.
- [Jakes,] Jakes, W. *Microwave mobile communications*, 1994.
- [Jia et al., 2012] Jia, G., Xiong, Y., Yang, X., and Fang, W. (2012). Frequency synchronization for TD-LTE-A downlink receiver. *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 19(1) :31–37.

- [Kekatos et al., 2009] Kekatos, V., Angelosante, D., and Giannakis, G. (2009). Sparsity-aware estimation of nonlinear volterra kernels. In *Proc. IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, pages 129–132.
- [Kiayani et al., 2013] Kiayani, A., Anttila, L., and Valkama, M. (2013). Modeling and dynamic cancellation of Tx-Rx leakage in FDD transceivers. In *Proc IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, pages 1089–1094.
- [Knox, 2012] Knox, M. (2012). Single antenna full duplex communications using a common carrier. In *Proc. IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, pages 1–6.
- [Komninakis et al., 2002] Komninakis, C., Fragouli, C., Sayed, A. H., and Wesel, R. D. (2002). Multi-input multi-output fading channel tracking and equalization using kalman estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(5) :1065–1076.
- [Kousai et al., 2005] Kousai, S., Agawa, K., Ishikuro, H., Majima, H., Kobayashi, H., Miyashita, D., Yoshino, T., Hama, Y., and Hamada, M. (2005). Low frequency spurs of VCO due to noise propagation from digital I/O's and their effects on performance of bluetooth SoC. In *Proc. IEEE Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium*, pages 589 – 592.
- [Kushner and Yang, 1995] Kushner, H. and Yang, J. (1995). Analysis of adaptive step-size SA algorithms for parameter tracking. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 40(8) :1403–1410.
- [Kwong and Johnston, 1992] Kwong, R. and Johnston, E. (1992). A variable step size LMS algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(7) :1633 –1642.
- [Laakso et al., 1996] Laakso, T., Valimaki, V., Karjalainen, M., and Laine, U. (1996). Splitting the unit delay [FIR/all pass filters design]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 13(1) :30–60.
- [Larson et al., 2000] Larson, J.D., I., Ruby, J.D., I., Bradley, R., Wen, J., Kok, S.-L., and Chien, A. (2000). Power handling and temperature coefficient studies in FBAR duplexers for the 1900 MHz PCS band. In *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 1, pages 869–874 vol.1.
- [Laster and Reed, 1997] Laster, J. and Reed, J. (1997). Interference rejection in digital wireless communications. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 14(3) :37 –62.
- [Laursen, 1999] Laursen, S. (1999). Second order distortion in CMOS direct conversion receivers for GSM. In *Proceedings of the 25th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, pages 342–345.
- [Lederer and Huemer, 2012] Lederer, C. and Huemer, M. (2012). The influence of dc offsets on the digital cancellation of second-order Tx intermodulation distortions in homodyne receivers. In *Proc. IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, pages 1–4.
- [Lee et al., 2013] Lee, S.-S., Lee, J., Lee, I.-Y., Lee, S.-G., and Ko, J. (2013). A new TX leakage-suppression technique for an RFID receiver using a dead-zone amplifier. In *Proc. IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2013*, pages 92–93.
- [Lindbom et al., 2002] Lindbom, L., Ahlen, A., Sternad, M., and Falkenstrom, M. (2002). Tracking of time-varying mobile radio channels. II. a case study. *IEEE Transactions on Communications*, 50(1) :156 –167.

- [Lindoff, 2000] Lindoff, B. (2000). Using a direct conversion receiver in EDGE terminals-a new DC offset compensation algorithm. In *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, volume 2, pages 959–963 vol.2.
- [Liu et al., 1999] Liu, W., Lau, J., and Cheng, R. (1999). Considerations on applying OFDM in a highly efficient power amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, 46(11) :1329–1336.
- [Martikainen, 2010] Martikainen, H. (2010). Analysis of duplexing modes in the IEEE 802.16 wireless system. In *Proc. European Wireless Conference (EW)*, pages 849–856.
- [Masafumi et al., 2011] Masafumi, I., Tsutsumi, J., Endo, Y., Nakamura, H., and Satoh, Y. (2011). An attenuation improvement technology for ladder SAW/FBAR filters and duplexers employing cancellation circuit. In *Proc. 41st European Microwave Conference (EuMC)*, pages 751–754.
- [Mathews and Xie, 1990] Mathews, V. and Xie, Z. (1990). Stochastic gradient adaptive filters with gradient adaptive step sizes. In *Proc. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, pages 1385–1388 vol.3.
- [Mishra et al., 2005] Mishra, C., Valdes-Garcia, A., Bahmani, F., Batra, A., Sanchez-Sinencio, E., and Silva-Martinez, J. (2005). Frequency planning and synthesizer architectures for multiband OFDM UWB radios. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(12) :3744–3756.
- [Moreau and Macchi, 1993] Moreau, E. and Macchi, O. (1993). New self-adaptive algorithms for source separation based on contrast functions. In *IEEE Signal Processing Workshop on Higher-Order Statistics*, pages 215–219.
- [Nasir, 2009] Nasir, Q. (2009). Wireless channel tracking based on optimum predictive LMS. *Wirel. Pers. Commun.*, 48(4) :511–519.
- [Nguyen et al., 2004] Nguyen, T.-K., Kim, C.-H., Ihm, G.-J., Yang, M.-S., and Lee, S.-G. (2004). CMOS low-noise amplifier design optimization techniques. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(5) :1433–1442.
- [North et al., 1992] North, R. C., Zeidler, J. R., Albert, T. R., and Ku, W. H. (1992). Comparison of adaptive lattice filters to LMS transversal filters for sinusoidal cancellation. In *Proc. IEEE Int Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, volume 4, pages 33–36.
- [Omer et al., 2012] Omer, M., Rimini, R., Heidmann, P., and Kenney, J. S. (2012). All digital compensation scheme for spur induced transmit self-jamming in multi-receiver RF frond-ends. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pages 1–3.
- [Pepe, 2012] Pepe, P. (2012). Modélisation d’un récepteur radiofréquence multistandard et étude d’algorithmes de traitement du signal pour la compensation de dc offset. Master’s thesis, INP Grenoble.
- [Petrovic et al., 2004] Petrovic, D., Rave, W., and Fettweis, G. (2004). Common phase error due to phase noise in OFDM-estimation and suppression. In *Proc. 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 1901–1905.

- [Petrovic et al., 2007] Petrovic, D., Rave, W., and Fettweis, G. (2007). Effects of phase noise on OFDM systems with and without PLL : Characterization and compensation. *Proc. IEEE Transactions on Communications*, 55(8) :1607–1616.
- [Proakis, 2001] Proakis, J. (2001). *Digital Communications*. McGraw-Hill.
- [Raghavan et al., 2005] Raghavan, A., Gebara, E., Tentzeris, E., and Laskar, J. (2005). Analysis and design of an interference canceller for collocated radios. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(11) :3498–3508.
- [Razavi, 1996] Razavi, B. (1996). Challenges in portable RF transceiver design. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 12(5) :12–25.
- [Razavi, 1997] Razavi, B. (1997). Design considerations for direct-conversion receivers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems (Analog and Digital Signal Processing)*, 44(6) :428–435.
- [Razavi, 1998] Razavi, B. (1998). *RF microelectronics*. Prentice Hall. Prentice Hall PTR.
- [Ros et al., 2011] Ros, L., Brossier, J. M., and Ghandour-Haidar, S. (2011). Sur l'utilisation des filtres du premier-ordre pour l'estimation d'un canal radio-mobile de rayleigh à évanouissement plat. In *23eme colloque Grets*, Bordeaux, France.
- [Ros et al., 2010] Ros, L., Hijazi, H., and Simon, E. P. (2010). Paths complex gain tracking algorithms for OFDM receiver in slowly-varying channels. In *2010 4th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, Limassol, Cyprus.
- [Ros et al., 2014] Ros, L., Hijazi, H., and Simon, Eric, P. (2014). Complex Amplitudes Tracking Loop for multipath channel estimation in OFDM systems over slow to moderate fading. *Signal Processing*, 97(April) :134–145.
- [Ros and Simon, 2011] Ros, L. and Simon, E. P. (2011). Second-order modeling for rayleigh flat fading channel estimation with kalman filter. In *2011 17th International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, Corfu, Greece.
- [Roth, 2013] Roth, Y. (2013). Terminal 4G : modélisation d'un transceiver RF multi-standard et étude d'algorithmes de traitement du signal : Application à la compensation de DC offset. Master's thesis, Grenoble INP.
- [Roy et al., 1996] Roy, E., Stewart, R., and Durrani, T. (1996). Theory and applications of adaptive second order IIR volterra filters. In *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, volume 3, pages 1597–1600 vol. 3.
- [Ruby et al., 2001] Ruby, R., Bradley, P., Larson, J., I., Oshmyansky, Y., and Figueredo, D. (2001). Ultra-miniature high-Q filters and duplexers using FBAR technology. In *Proc. IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pages 120–121.
- [Rusu and Ismail, 2007] Rusu, A. and Ismail, M. (2007). Design challenges of wireless mobile radios. In *Proc. International Symposium on Signals, Circuits and Systems. (ISSCS)*, pages 1–4.
- [Rykaczewski et al., 2005] Rykaczewski, P., Pienkowski, D., Circa, R., and Steinke, B. (2005). Signal path optimization in software-defined radio systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(3) :1056–1064.

- [Ryu et al., 2002] Ryu, H.-G., Jin, B.-I., and Kim, I.-B. (2002). PAPR reduction using soft clipping and ACI rejection in OFDM system. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 48(1) :17–22.
- [Ryynanen et al., 2006] Ryynanen, J., Lindfors, S., Stadius, K., and Halonen, K. (2006). Integrated circuits for multiband multimode receivers. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 6(2) :5–16.
- [Samori et al., 2011] Samori, C., Zanuso, M., Levantino, S., and Lacaita, A. (2011). Multipath adaptive cancellation of divider non-linearity in fractional-N PLLs. In *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pages 418–421.
- [Schenk, 2008] Schenk, T. (2008). *RF imperfections in high-rate wireless systems*, volume 9. Springer.
- [Schuchert et al., 2001] Schuchert, A., Hasholzner, R., and Antoine, P. (2001). A novel IQ imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 47(3) :313–318.
- [Shafiee and Fouladifard, 2003] Shafiee, H. and Fouladifard, S. (2003). Calibration of IQ imbalance in OFDM transceivers. In *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 3, pages 2081–2085 vol.3.
- [Shu, 2013] Shu, H. (2013). *Algorithmes de poursuite pour l’estimation de canal radio-mobile et performances asymptotiques : applications pour les systèmes OFDM*. PhD thesis, Université Lille I.
- [Shu et al., 2014] Shu, H., Ros, L., and Simon, Eric, P. (2014). Third-order Complex Amplitudes Tracking Loop for Slow Flat Fading Channel On-Line Estimation. *IET Communications*, 8(3) :360–371. 12 pages.
- [Smagini, 2012] Smagini, L. (2012). *RF Analog Impairments Modeling for Communication Systems Simulation : Application to OFDM-based Transceivers*. Wiley.
- [Soderquist and Leeson, 1997] Soderquist, P. and Leeson, M. (1997). Division and square root : Choosing the right implementation. *IEEE Micro*, 17(4) :56–66.
- [Sun et al., 2009] Sun, L., Li, Z., and Yang, M. (2009). Compensation of IQ imbalance based on a simplified blind source separation method. *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCom)*, 51 issue 6 :1–5.
- [Svitek and Raman, 2005] Svitek, R. and Raman, S. (2005). DC offsets in direct-conversion receivers : characterization and implications. *IEEE Microwave Magazine*, 6(3) :76–86.
- [Syed and Mathews, 1992] Syed, M. and Mathews, V. (1992). QR-decomposition based algorithms for adaptive volterra filtering. In *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, volume 6, pages 2625–2628 vol.6.
- [Syrjala et al., 2009] Syrjala, V., Valkama, M., Tchamov, N., and Rinne, J. (2009). Phase noise modelling and mitigation techniques in OFDM communications systems. In *Proc Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, pages 1–7.
- [Tan and Beaulieu, 2000] Tan, C. C. and Beaulieu, N. C. (2000). On first-order markov modeling for the rayleigh fading channel. *IEEE Transactions on Communications*, 48(12) :2032–2040.

- [Tandur and Moonen, 2007] Tandur, D. and Moonen, M. (2007). Joint adaptive compensation of transmitter and receiver IQ imbalance under carrier frequency offset in OFDM-based systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(11) :5246–5252.
- [Tarighat et al., 2005] Tarighat, A., Bagheri, R., and Sayed, A. (2005). Compensation schemes and performance analysis of iq imbalances in ofdm receivers. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 53(8) :3257–3268.
- [Ting and Sayed, 2011] Ting, S.-K. and Sayed, A. (2011). Digital suppression of spurious PLL tones in A/D converters. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 59(11) :5275–5288.
- [Trakimas and Sonkusale, 2008] Trakimas, M. and Sonkusale, S. (2008). A 0.8 V asynchronous ADC for energy constrained sensing applications. In *Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pages 173–176.
- [Trippe et al., 2011] Trippe, A., Juntunen, E., Bhatta, D., Chuang, K., Lee, K.-H., Laskar, J., Papapolymerou, J., and Gebara, E. (2011). An adaptive broadband BiCMOS active spur canceller. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pages 1–4.
- [Tsurumi and Suzuki, 1999] Tsurumi, H. and Suzuki, Y. (1999). Broadband rf stage architecture for software-defined radio in handheld terminal applications. *Communications Magazine, IEEE*, 37(2) :90–95.
- [Tubbax et al., 2003] Tubbax, J., Come, B., Van der Perre, L., Deneire, L., Donnay, S., and Engels, M. (2003). Compensation of IQ imbalance in OFDM systems. In *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 5, pages 3403–3407 vol.5.
- [Vainikainen et al., 2009] Vainikainen, P., Holopainen, J., Icheln, C., Kivekas, O., Kyrö, M., Mustonen, M., Ranvier, S., Valkonen, R., and Villanen, J. (2009). More than 20 antenna elements in future mobile phones, threat or opportunity? In *Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 2940–2943.
- [Valimaki and Haghparast, 2007] Valimaki, V. and Haghparast, A. (2007). Fractional delay filter design based on truncated lagrange interpolation. *Signal Processing Letters, IEEE*, 14(11) :816–819.
- [Valkama et al., 2006] Valkama, Renfors, and Anttila (2006). Blind moment estimation techniques for IQ imbalance.
- [Valkama et al., 2005] Valkama, Renfors, and Koivunen (2005). Blind IQ signal separation based solutions for receiver signal processing. *EURASIP journal on applied signal processing*, 2005 vol 16 :2595–2747.
- [Valkama and Renfors, 2000] Valkama, M. and Renfors, M. (2000). Digital filter design for I/Q imbalance compensation. In *Proc. 10th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2000)*, Tampere, Finland.
- [Valkama and Renfors, 2004] Valkama, M. and Renfors, M. (2004). A novel image rejection architecture for quadrature radio receivers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, 51(2) :61–68.
- [Valkama et al., 2000] Valkama, M., Renfors, M., and Koivunen, V. (2000). Blind source separation based I/Q imbalance compensation. In *Proc. IEEE Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (AS-SPCC)*, pages 310–314.

- [Verghese and Allstot, 1998] Verghese, N. and Allstot, D. (1998). Computer-aided design considerations for mixed-signal coupling in RF integrated circuits. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33(3) :314–323.
- [Vila-Valls et al., 2010] Vila-Valls, J., Brossier, J.-M., and Ros, L. (2010). Oversampled phase tracking in digital communications with large excess bandwidth. *Signal Processing*, 90(3) :821–833.
- [Wang et al., 2010] Wang, Q., Mehlhruer, C., and Rupp, M. (2010). Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE. In *Proc. IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 939–944.
- [Wee-Peng and Farhang-Boroujeny, 2001] Wee-Peng, A. and Farhang-Boroujeny, B. (2001). A new class of gradient adaptive step-size LMS algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(4) :805–810.
- [Wei et al., 2002] Wei, P., Han, J., Zeidler, J., and Ku, W. (2002). Comparative tracking performance of the LMS and RLS algorithms for chirped narrowband signal recovery. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(7) :1602–1609.
- [Widrow et al., 1975] Widrow, B., Glover, J.R., J., McCool, J., Kaunitz, J., Williams, C., Hearn, R., Zeidler, J., Eugene Dong, J., and Goodlin, R. (1975). Adaptive noise cancelling : Principles and applications. *Proceedings of the IEEE*, 63(12) :1692–1716.
- [Winkelstein, 1981] Winkelstein, R. (1981). Closed form evaluation of symmetric two-sided complex integrals. *TDA Progress Report*, pages 133–141.
- [Yang and Shahrrava, 2005] Yang, T. and Shahrrava, B. (2005). Performance of variable step-size LMS algorithms for linear adaptive inverse control systems. In *Proc. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 755–758.
- [Yao et al., 1992] Yao, L., Sethares, W., and Hu, Y.-H. (1992). Identification of a nonlinear system modeled by a sparse volterra series. In *Proc. IEEE International Conference on Systems Engineering*, pages 624–627.
- [Zahradnik et al., 2007] Zahradnik, P., Vlcek, M., and Simak, B. (2007). DC-notch FIR filters for zero-IF receivers. In *Proc. Sixth International Conference on Networking (ICN)*, pages 68–68.
- [Zhu and Brazil, 2004] Zhu, A. and Brazil, T. (2004). Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned volterra series. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(12) :563–565.
- [Zhu et al., 2006] Zhu, A., Dooley, J., and Brazil, T. (2006). Simplified volterra series based behavioral modeling of RF power amplifiers using deviation-reduction. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1113–1116.

Résumé – Les émetteurs-récepteurs actuels tendent à devenir multi-standards c'est-à-dire que plusieurs standards de communication peuvent cohabiter sur la même puce. Les puces sont donc amenées à traiter des signaux de formes très différentes, et les composants analogiques subissent des contraintes de conception de plus en plus fortes associées au support des différentes normes. Les auto-interférences, c'est à dire les interférences générées par le système lui-même, sont donc de plus en plus présentes, et de plus en plus problématiques dans les architectures actuelles. Ces travaux s'inscrivent dans le paradigme de la « radio sale » qui consiste à accepter une pollution partielle du signal d'intérêt et à réaliser, par l'intermédiaire d'algorithmes, une atténuation de l'impact de ces pollutions auto-générées. Dans ce manuscrit, on s'intéresse à différentes auto-interférences (phénomène de "spurs", de "Tx leakage", ...) dont on étudie les modèles numériques et pour lesquelles nous proposons des stratégies de compensation. Les algorithmes proposés sont des algorithmes de traitement du signal adaptatif qui peuvent être vus comme des « algorithmes de soustraction de bruit » basés sur des références plus ou moins précises. Nous dérivons analytiquement les performances transitionnelles et asymptotiques théoriques des algorithmes proposés. On se propose également d'ajouter à nos systèmes une sur-couche originale qui permet d'accélérer la convergence, tout en maintenant des performances asymptotiques prédictibles et paramétrables. Nous validons enfin notre approche sur une puce dédiée aux communications cellulaires ainsi que sur une plateforme de radio logicielle.

Mots clefs : Radio sale, terminaux multi-standard, couche physique, auto-interférences, traitement numérique du signal, performances asymptotiques et transitionnelles, algorithmes adaptatifs, spurs, gradient stochastique, Tx leakage, radio logicielle.

Abstract – Radio frequency transceivers are now massively multi-standards, which means that several communication standards can cohabit in the same environment. As a consequence, analog components have to face critical design constraints to match the different standards requirements and self-interferences that are directly introduced by the architecture itself are more and more present and detrimental. This work exploits the dirty RF paradigm : we accept the signal to be polluted by self-interferences and we develop digital signal processing algorithms to mitigate those aforementioned pollutions and improve signal quality. We study here different self-interferences and propose baseband models and digital adaptive algorithms for which we derive closed form formulae of both transient and asymptotic performance. We also propose an original adaptive step-size overlay to improve transient performance of our method. We finally validate our approach on a system on chip dedicated to cellular communications and on a software defined radio.

Keywords : Dirty RF, multi-standard transceivers, physical layer, self-interference, direct conversion receiver, digital signal processing, asymptotic and transient performance, adaptive algorithms, spur, Tx Leakage, joint estimation, software defined radio.
